

飛び越し経路によるダイバーシチを考慮した マルチホップ伝送における干渉キャンセラに関する検討

松野 貴徳[†] 宮崎 寛之[†] 安達 文幸[‡]

[†] [‡] 東北大学大学院 工学研究科 通信工学専攻 〒980-8579 宮城県仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

E-mail: [†] {matsuno, miyazaki} @mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 周波数繰り返しおよび飛び越し経路による時間ダイバーシチを用いたマルチホップ再生中継 (DF) 伝送では、同一周波数を利用するリンク間距離を離すことで同一周波数による干渉を低減し End-to-End スループット特性を改善できる。しかし、同一周波数を利用するリンク間距離を離し過ぎると、より多くのチャンネルを必要とするため周波数利用効率が低下するという問題があった。そこで本稿では、チャンネル数を増やさずに同一周波数干渉を低減するために、干渉キャンセラを導入する。各受信局では、過去の復号結果を用いて干渉レプリカを生成して受信信号から減算することで、最近接の同一周波数を利用するリンクからの干渉を抑圧する。計算機シミュレーションにより干渉キャンセラを用いた場合の周波数利用効率が大幅に向上できることを明らかにした後、周波数利用効率を最大にする最適ホップ数について明らかにしている。

キーワード マルチホップ伝送, 周波数繰り返し, 干渉キャンセラ, 周波数利用効率

Interference Canceller for Multi-hop Relay with Diversity

Takanori MATSUNO[†] Hiroyuki MIYAZAKI[†] Fumiyuki ADACHI[‡]

[†] [‡] Dept. of Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, Miyagi, 980-8579, Japan

E-mail: [†] {matsuno, miyazaki} @mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Multi-hop decode-and-forward (DF) relay using frequency reuse and time diversity can improve the End-to-End throughput performance with reducing the interference. However, if the number of channels for multi-hop DF relay is too large, the spectral efficiency is reduced. In this paper, we introduce an interference canceller in order to reduce the interference without increasing the number of channels. Receivers remove the interference from the nearest relay by using the signal which was decoded at previous time-slot. We show by computer simulation that the interference canceller can improve the spectral efficiency without increasing channels, and show the optimum number of hops which maximizes the spectral efficiency.

Keyword Multi-hop, frequency reuse, diversity, interference canceller, spectral efficiency

1. まえがき

次世代移動無線通信システムでは超高速伝送サービスが期待されている。しかしながら、基地局から遠いエリアでは、伝搬損失により受信電力が落ち込み、伝送品質が大きく劣化してしまう。所要送信電力の増大を防ぎつつ、基地局から遠いエリアの伝送品質を改善するマルチホップ伝送[1,2]が注目されている。マルチホップ再生中継(Decode and Forward : DF)伝送では、過去にあるリレー局が送信した信号を今リレーしようとしているリレー局では既に受信しているということに着目すると、隣接する複数のリレー局から送信された信号を合成することができ、これによって時間ダイバーシチ効果を得ることができるので伝送品質をさらに改善できる[3].

マルチホップ DF 伝送に利用できるチャンネル数が限られている場合、同一周波数を異なるリンクで再利用しなければならない[4]。同一周波数を利用するリンク間距離を十分離すことで同一周波数による干渉を低減し End-to-End スループット (bps) 特性を改善できる。しかし、同一周波数を利用するリンク間距離を離し過ぎると、より多くのチャンネルを必要とするため周波数利用効率 (bps/Hz) が低下してしまう。

そこで本稿では、使用チャンネル数を増やさずに同一周波数による干渉を低減するために、干渉キャンセラを導入する。各リレー局では、過去の復号結果を用いて干渉レプリカを生成して受信信号から減算することで、最近接の同一周波数を利用するリンクからの干渉を抑圧する。

本稿では、干渉キャンセラを用いるシングルキャリア(SC)マルチホップ DF 伝送の周波数利用効率を計算機シミュレーションにより求め、周波数利用効率に及ぼす干渉キャンセラの効果を明らかにしている。

本稿の構成は以下のようになっている。第 2 章でシングルキャリア(SC)マルチホップ DF 伝送のシステムモデル、同一周波数による干渉モデルおよび送受信機構成について述べる。第 3 章では信号表現および干渉キャンセラの動作について述べる。第 4 章において計算機シミュレーション結果について述べ、干渉キャンセラの効果および周波数利用効率を最大とする最適ホップ数を明らかにした後、第 5 章にてまとめる。

2. 干渉キャンセラを用いるマルチホップ伝送

2.1. システムモデル

本稿では、ダイバーシチ、周波数繰り返しおよび干渉キャンセラを用いるマルチホップ DF 伝送を仮定している。本稿で仮定しているシステムモデルを図 1 に示す。端末と基地局の間のホップ数を N とし、 $N-1$ 個のリレー局が等間隔で配置されているものと仮定している。端末-基地局間距離および端末(リレー局)-リレー局間距離をそれぞれ D_{BS} および D と表現する。また端末およびリレー局は $T_p=2$ タイムスロット毎にパケットを送信するものとする。またターボ符号化[5]を用い、端末、基地局およびリレー局におけるチャネル推定は理想的に行えるものと仮定している。なお本稿ではシャドウイング損失は考慮しない。

ここで前方からの干渉信号 d_{i-1} は既に第 j リレー局で復号判定した信号である。そのため、第 $2i$ タイムスロットにて受信した信号からすでに復号判定した信号を用いて減算することで干渉を除去できる。また第 $2i-1$ 、第 $2i-2$ タイムスロットで第 j リレー局が受信する信号に対しても同様に、すでに復号判定した信号を用いて前方からの干渉信号 d_{i-2} を除去できる。以降、この干渉キャンセラのことを前方干渉キャンセラとよぶ。

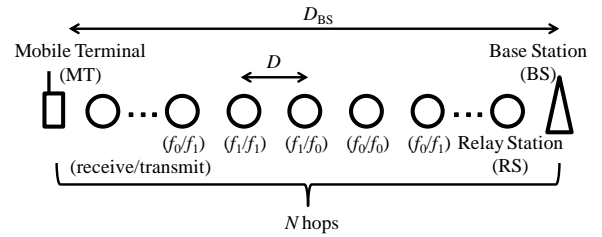


図 1 システムモデル($F=2$ の場合)

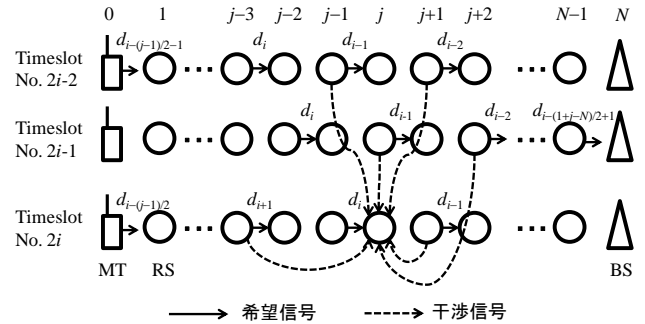


図 2 第 $2i$ タイムスロット時における第 j リレー局に対する干渉状態

2.2. 連続マルチホップ伝送における干渉状態

周波数利用効率を向上させるために使用チャネル数を増やさずに干渉を低減させる必要がある。図 2 に使用チャネル数 $F=1$ 、パケット送信間隔 $T_p=2$ 、第 $2i$ タイムスロットにおいて第 j リレー局が希望信号である第 i パケット d_i を第 $j-1$ リレー局から受け取る時の干渉状態を示す。なお本稿で考慮しているマルチホップ伝送では飛び越し経路によるダイバーシチ[6]を用い、以前のタイムスロットで受信した信号も合成するため、過去のタイムスロットにおける干渉も考慮しなければならない。そこで図 2 には例として第 $2i-1$ 、第 $2i-2$ タイムスロットにおける干渉状態も示してある。

図 2 より、 $2i$ タイムスロットにおいて第 j リレー局は第 $j-3$ 、第 $j+1$ リレー局から d_{i+1} 、 d_{i-1} の干渉を受けている。また図 2 により周波数利用効率を劣化させている主要な要因は希望信号と同一距離から送信される干渉、つまり前方のリレー局である第 $j+1$ リレー局からの干渉ということがわかる。このことから前方からの干渉を除去できれば、割り当てチャネル数を小さく保ちつつ周波数利用効率を向上できることがわかる。

2.3. 送受信機構成

(a) 端末(MT)構成

端末の送信機構成を図 3 に示す。ターボ符号化後のシンボル系列にデータ変調を行い、送信信号ブロックの先頭のガード区間にサイクリックプリフィックス(CP)を挿入して送信する。

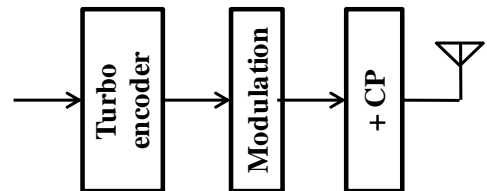


図 3 MT 送信機構成

(b) リレー局(RS)構成

リレー局の構成を図 4 に示す。リレー局では受信信号から CP を除去した後、 N_c ポイント分散フーリエ変換(DFT)を適用して周波数領域信号に変換する。そ

して、以前のタイムスロットで復号判定した信号を用いて干渉除去を行う。以上の処理を第 $i-(V+1)$ タイムスロットまでに受信された信号に対して同様に行った後、最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく周波数領域等化 (FDE) を用いてそれらをダイバーシチ合成する。ただし V はダイバーシチ合成最大数である。ダイバーシチ合成後の周波数領域信号に N_c ポイント逆 DFT (IDFT) を適用して時間領域信号に変換した後、ビット対数尤度比 (LLR) を求め、ターボ復号を行う。その後、リレー局は復号後のビット系列にターボ符号化およびデータ変調を適用して送信信号シンボル系列を生成する。最後にブロックの先頭のガード区間に CP を挿入して送信する。

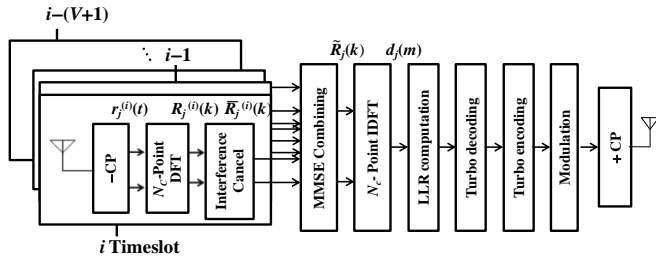


図 4 リレー局構成

(c) 基地局 (BS) 構成

基地局の受信機構成を図 5 に示す。基地局は、受信信号から CP を除去した後 N_c ポイント DFT を適用して周波数領域信号に変換する。そして、以前のタイムスロットで復号判定した信号を使用して干渉除去を行う。以上の処理を第 $i-(V+1)$ タイムスロットまでに受信された信号に対して同様に行った後、MMSE-FDE を用いてそれらをダイバーシチ合成する。最後にダイバーシチ合成後の周波数領域信号に N_c ポイント IDFT を適用して時間領域信号に変換した後、LLR 計算、ターボ復号を行う。

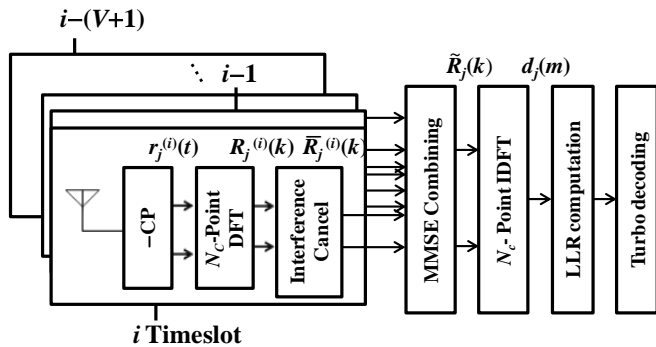


図 5 基地局受信機構成

3. 信号表現

以降、離散時間等価低域表現を用いる。説明の簡単化のため、パケット送信間隔 $T_p=2$ とし、第 $2i$ タイム

スロットにおいて第 $j-1$ リレー局から第 i パケットを受信する第 j リレー局に着目して述べる。このとき、第 j リレー局における周波数領域受信信号 $\{R_j^{(2i)}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$ は次式で表される。

$$R_j^{(2i)}(k) = \sqrt{2P_r D_{j-1,j}^{-\alpha}} H_{j-1,j}(k) S^{(i)}(k) + I^{(2i)}(k) + \Pi^{(2i)}(k) \quad (1)$$

ここで、 P_r は各リレー局の送信電力である。 $D_{j-1,j}$ は第 $j-1$ リレー局 - 第 j リレー局 基地局間距離であり、 $H_{j-1,j}(k)$ は第 $j-1$ リレー局 - 第 j リレー局間のチャネル利得の第 k 周波数成分である。 $S^{(i)}(k)$ は第 i パケットの第 k 周波数成分である。また、 α は伝搬損失指数を表わす。 $\Pi^{(2i)}(k)$ は零平均で分散 $2N_0/T_s$ の加法的白色ガウス雑音 (AWGN) である。ただし N_0 は片側雑音電力スペクトル密度比であり、 T_s はシンボル長である。また $I^{(2i)}(k)$ は第 $2i$ タイムスロットにおいて第 j リレー局が受信する干渉信号であり次式で表される、

$$I^{(2i)}(k) = \sum_{n=0}^{(j-1)/2-1} \sqrt{2P_r D_{2n+1,j}^{-\alpha}} H_{2n+1,j}(k) S^{(i-(j-1)/2+n)}(k) + \sum_{n=(j-1)/2+1}^{N/2-1} \sqrt{2P_r D_{2n+1,j}^{-\alpha}} H_{2n+1,j}(k) S^{(i-(j-1)/2+n)}(k) \quad (2)$$

ここで式 (1) および (2) は以下のように変形できる。

$$R_j^{(2i)}(k) = \sqrt{2\bar{P}_r} \bar{H}_{j-1,j}(k) S^{(i)}(k) + I^{(2i)}(k) + \Pi^{(2i)}(k) \quad (3)$$

$$I^{(2i)}(k) = \sum_{n=0}^{(j-1)/2-1} \sqrt{2\bar{P}_r} \bar{H}_{2n+1,j}(k) S^{(i-(j-1)/2+n)}(k) + \sum_{n=(j-1)/2+1}^{N/2-1} \sqrt{2\bar{P}_r} \bar{H}_{2n+1,j}(k) S^{(i-(j-1)/2+n)}(k) \quad (4)$$

ただし、 $\bar{P}_r = P_r D_{BS}^{-\alpha}$ は正規化送信電力である。

$$\bar{H}_{j-1,j}(k) = H_{j-1,j}(k) \sqrt{(D_{j-1,j}/D_{BS})^{-\alpha}} \quad \text{お よ び}$$

$\bar{H}_{2n+1,j}(k) = H_{2n+1,j}(k) \sqrt{(D_{2n+1,j}/D_{BS})^{-\alpha}}$ は伝搬損失を含むチャネル利得である。

その後、次式に従って、リレー局は受信信号から前方からの干渉を除去する。

$$\bar{R}_j^{(2i)}(k) = \sqrt{2\bar{P}_r} \bar{H}_{j-1,j}(k) S^{(i)}(k) + I^{(2i)}(k) - I_C^{(2i)}(k) + \Pi^{(2i)}(k) \quad (5)$$

ここで、 $I_C^{(2i)}(k)$ は干渉信号レプリカであり、次式で与えられる。

$$I_C^{(2i)}(k) = \sum_{n=(j-1)/2+1}^{N/2-1} \sqrt{2\bar{P}_r} \bar{H}_{2n+1,j}(k) \tilde{S}_j^{(i-(j-1)/2+n)}(k) \quad (6)$$

ただし, $\tilde{S}_j^{(i-(j-1)/2+n)}(k)$ は, 第 j リレー局において復号された第 $i-(j-1)/2+n$ パケットである.

その後, 干渉信号除去後の周波数領域受信信号を MMSE-FDE を用いてダイバーシチ合成する. ダイバーシチ合成後の周波数領域受信信号 $\{\tilde{R}_j(k); k=0, \dots, N_c-1\}$ は次式で与えられる.

$$\tilde{R}_j(k) = \sum_{v=0}^{\min(j,V)-1} \bar{R}_j^{(2i-v)}(k) \cdot W^{(2i-v)}(k) \quad (7)$$

ただし, $W^{(2i-v)}(k)$ は MMSE-FDE 重みであり, FDE 後の受信信号と希望信号との平均二乗誤差 (MSE) を最小とするように設定される. MMSE-FDE 重みは次式で与えられる [6].

$$W^{(2i-v)}(k) = \frac{\bar{H}_{j-v-1,j}^*(k)}{A^{(2i-v)}(k)} \quad (8)$$

$$A^{(2i-v)}(k) = \frac{\sum_{u=0}^{V-1} |\bar{H}_{j-u-1,j}(k)|^2}{A^{(2i-u)}(k)} + 1$$

ただし,

$$A^{(2i-v)}(k) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{(j-v-1)/2-1} |\bar{H}_{2n,j}(k)|^2 + (E_s / N_0)^{-1} & \text{if } (2i-v) \bmod 2 = 1 \\ \sum_{n=0}^{(j-v-1)/2-1} |\bar{H}_{2n+1,j}(k)|^2 + (E_s / N_0)^{-1} & \text{if } (2i-v) \bmod 2 = 0 \end{cases} \quad (9)$$

であり, $(.)^*$ は複素共役演算を表し, E_s は 1 シンボルあたりのエネルギーを示す. 最後に FDE 後の時間領域受信信号に N_c ポイント IDFT を適用して時間領域信号に変換した後, LLR 計算, ターボ復号を行う.

4. 計算機シミュレーション

シミュレーション諸元を表 1 に示す. QPSK データ変調を用い, DFT ブロックサイズ N_c および CP 長 N_g はそれぞれ $N_c=64$ および $N_g=16$ とする. 一様電力遅延プロファイル有する $L=16$ パス周波数選択性ブロックレイリーフェージングを仮定し, 伝搬損失指数は $\alpha=3.5$ dB と仮定する. また, 受信機におけるチャネル推定は理想的に行えるものと仮定する. 1 通信あたりに要する総送信電力は一定のもとで評価を行っており, 端末, 各リレー局に等しく電力を配分するものとする. 周波数繰り返しを用いるマルチホップ DF 伝送における周波数利用効率 Q (bps/Hz) は次式で与えられる.

$$Q = \frac{1}{T_p} \cdot R \cdot \frac{1}{F} \cdot \log_2 M \cdot (1 - PER) \cdot \frac{N_c}{N_c + N_g} \text{ [bps/Hz]} \quad (10)$$

ここで M は変調多値数を, PER はパケット誤り率を表している.

表 1: シミュレーション諸元

Transmitter	Data modulation	QPSK
	Frequency reuse factor	$F=1\sim 5$
	Number of hops	$N=1,2,3,4,5,10$
	Block size	$N_c=64$
	CP size	$N_g=16$
	Number of subcarriers	$N_c \times F$
	Channel estimation	Ideal
	Transmit interval	$T_p=2$
Turbo coding	$R=1/2$, (13,15)RSC encoder Log-MAP decoding [7] with 8 iterations	
Receiver	FDE weight	MMSE
	maximum number of diversity combinings	$V=N$
	Packet size	$N_p=1024$ bits
Channel	Fading type	$L=16$ -path frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	Uniform
	Time delay	$\tau_l=l$ ($l=0\sim L-1$)
	Path loss exponent	$\alpha=3.5$

4.1. 前方干渉キャンセラの効果

前方干渉キャンセラを用いた場合の End-to-End BER 特性を図 6 に示す. 比較のため, 前方干渉キャンセラが理想的に行える場合の特性も図 6 に示す. 図 6 より, ホップ数 $N=10$ および正規化総送信 E_b/N_0 が小さい場合, 前方干渉キャンセラは, 理想的に干渉キャンセラが行える場合と比較して End-to-End BER 特性が劣化していることがわかる. これは誤った信号を用いることによって干渉キャンセラの精度が劣化し, 誤り伝搬を引き起こすためである. 一方で $N=3$ とホップ数が少ない状況では, 前方干渉キャンセラを用いることによって前方干渉キャンセラが理想的に行える場合と同等の特性が得られる. これはホップ数が小さくなるにつれて誤り伝搬の影響が小さくなるためである. このことから前方干渉キャンセラはホップ数が少ない場合に十分な効果を発揮することがわかる.

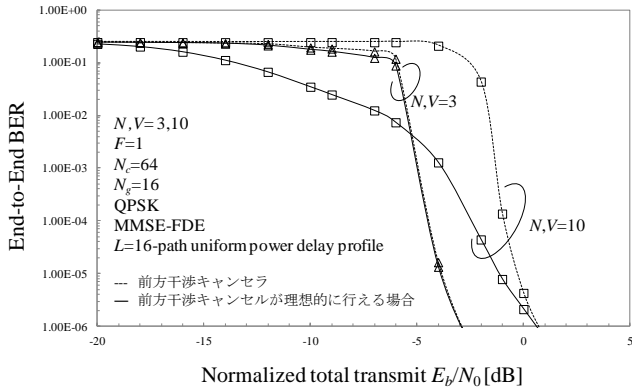


図6 前方干渉キャンセルが理想的に行える場合との比較

ホップ数 $N=10$ の場合において前方干渉キャンセラを用いた場合の周波数利用効率を図7に示す。比較のため前方干渉キャンセラを用いない場合の特性も同様に図7に示す。図7から使用チャネル数 $F=1, 2, 3$ のとき、前方干渉キャンセラを用いることによって、用いない場合より優れた周波数利用効率を達成できることがわかる。例えば使用チャネル数 $F=2$ 、周波数利用効率が 0.2bps/Hz のとき、前方干渉キャンセラを用いることによって所要総送信電力を約 4dB 低減できる。一方で、使用チャネル数 $F=4, 5$ の場合は前方干渉キャンセラを用いても周波数利用効率は改善しない。これは十分なチャネル数を用いることによって前方からの干渉を十分低減できているためである。

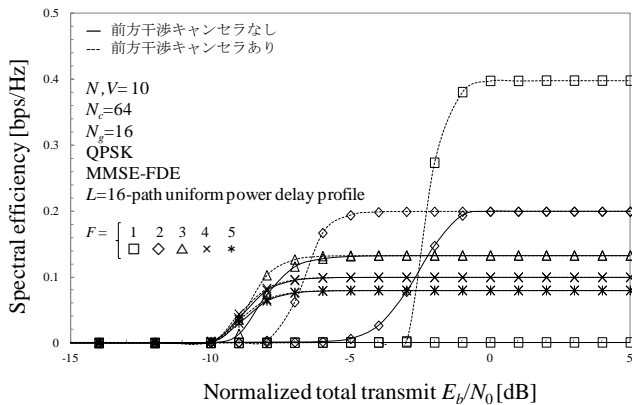


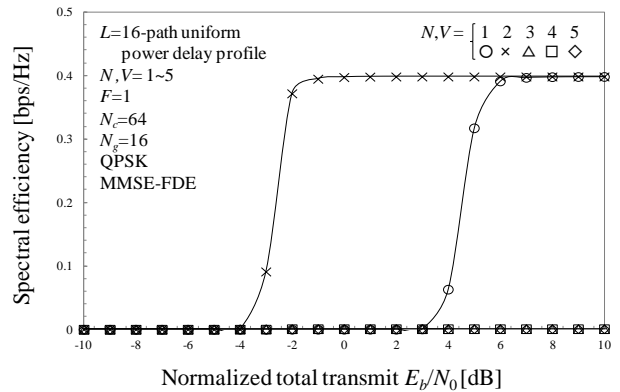
図7 前方干渉キャンセラの周波数利用効率

4.2. 最適ホップ数について

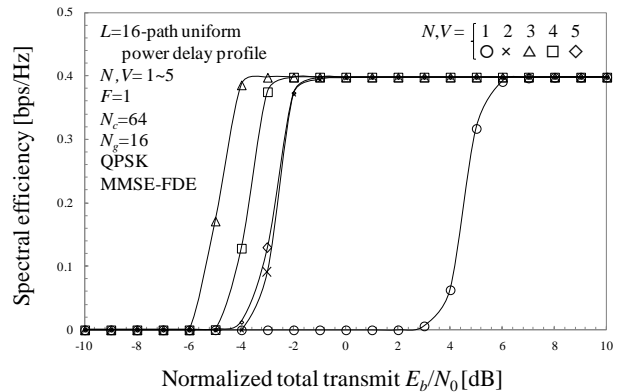
マルチホップ伝送ではホップ数が増えるほど所要送信電力の低減できるが、連続パケット伝送においてはホップ数が増加するほど干渉も増加するため特性が劣化する。そこで本節では、周波数利用効率を最大とする最適ホップ数を求める。図8に使用チャネル数 $F=1$ におけるホップ数毎の周波数利用効率を示す。

まず図8(a)の前方干渉キャンセラを用いない場合、前方干渉の影響により $N>2$ の場合に周波数利用効率が得られないことがわかる。一方で $N=1$ の場合、伝搬損失が大きいため周波数利用効率の改善が小さい。そのため、前方干渉キャンセラを用いない場合は $N=2$ が最適ホップ数であるといえる。

一方、前方干渉キャンセラを用いる場合では、前方からの干渉を低減できるため、ホップ数が多い場合においても高い周波数利用効率を得られることがわかる。図8(b)より、前方干渉キャンセラを用いる場合における最適ホップ数は $N=3$ であり、前方干渉キャンセラを用いない場合より多くのホップ数を利用できることがわかる。



(a) 前方干渉キャンセラを用いない場合



(b) 前方干渉キャンセラを用いる場合

図8 ホップ数の影響

5. むすび

本稿では周波数繰り返し、時間ダイバーシチおよび前方干渉キャンセラを用いるマルチホップ DF 伝送における周波数利用効率を明らかにし、前方干渉キャンセラを導入することによって、使用チャネル数 $F=2$ のとき、周波数利用効率 0.2bps/Hz を達成するための所要送信電力を約 4dB 低減できることを明らかにした。また前方干渉キャンセラを導入することによって、周

波数利用効率を最大とする最適ホップ数を大きくできることを明らかにした。

文 献

- [1] R. Pabst, B. H. Walke, D. C. Schultz, P. Herhold, H. Yanikomeroglu, S. Mukherjee, H. Viswanathan, M. Lott, W. Zirwas, M. Dohler, H. Aghvami, D. D. Falconer, G. P. Fettweis, “Relay-based deployment concepts for wireless and mobile broadband radio”, *IEEE Commun. Mag.*, Vol.42, No.9, pp.80-89, Sept. 2004.
- [2] T.Otsu, Y.AburaKawa and Y.Yamao, “Multi-hop wireless link system for new generation mobile radio access networks”, *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E85-B, No.8, pp.1542-1551, Aug. 2002.
- [3] J. Boyer, D. D. Falconer, H. Yanikomeroglu, “Multihop diversity in wireless relaying channels” *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 52, No.10, pp.1820-1830, Oct. 2004.
- [4] Y. Furuya and Y. Akaiwa, “Channel segregation, a distributed adaptive channel allocation scheme for mobile communication systems”, *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E74-B, No.6, pp.1531-1537, June 1991.
- [5] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, “Near Shannon limit error-correcting dogin and decoding: Turbo-codes. 1,” *Proc. IEEE International Conference on Communications*, Vol. 2, pp.1064-1070, genovia, Switzerland, May 1993.
- [6] 松野貴徳, 木村和裕, 宮崎寛之, 山本哲矢, 安達文幸, “飛び越し経路によるダイバーシチを考慮したマルチホップ伝送における周波数割り当てに関する検討,” *信学技報*, RCS2012-304, pp. 121-125, 2013年2月.
- [7] J. P. Woodard and L. Hanzo, “Comparative study of turbo coding techniques : an overview,” *IEEE Trans., Vehicular Technology*, Vol. 49, No. 6, pp. 2208-2233, Nov. 2000.