

# マルチキャリア通信における時間及び周波数領域チャンネル推定の等価性に関する一考察

高岡 辰輔<sup>†</sup> 安達 文幸<sup>‡</sup>

東北大学大学院工学研究科 電気・通信工学専攻

〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 05

E-mail: <sup>†</sup>takaoka@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**あらまし** マルチキャリア通信で用いられる同期検波及び適応変復調に代表される適応制御技術では、高精度のチャンネル推定が必要である。本論文は、周波数多重、時間多重と分散多重パイロットシンボルを用いる時の、周波数1次元および時間1次元と時間-周波数2次元補間チャンネル推定について考察している。そして、周波数(時間)1次元補間チャンネル推定は、1次元IDFT(DFT)を用いて求めた遅延時間領域のインパルス応答(ドップラー周波数領域の周波数スペクトル)に変換した後で、1次元フィルタリングを行うことと等価であることを示す。また、2次元補間チャンネル推定は、2次元DFTを用いて遅延時間とドップラー周波数の2次元領域に変換した後で、2次元フィルタリングを行うことと等価であることを示す。

**キーワード** マルチキャリア通信, チャンネル推定, 補間

## A Study on Equivalence of Time- and Frequency-domain Channel Estimation for Multicarrier Signal Transmissions

Shinsuke TAKAOKA<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

Electrical and Communication Engineering, Graduate School Engineering, Tohoku University

05 Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: <sup>†</sup>takaoka@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract:** Accurate channel estimation is necessary for coherent detection and adaptive control techniques, e.g., adaptive modulation and demodulation, of multicarrier signals. In this paper, we study one-dimensional channel estimation in frequency- or time-domain and 2-dimensional channel estimation in time-frequency domain. It is shown that the frequency (time)-domain interpolation channel estimation is equivalent to one-dimensional filtering of the delay time-domain impulse response (Doppler frequency-domain spectrum) obtained by one-dimensional DFT. Furthermore, it is shown that two-dimensional interpolation filtering is equivalent to two-dimensional filtering of two-dimensional spectrum in time delay-Doppler frequency domain obtained by two-dimensional DFT.

**Keyword:** Multicarrier communication, channel estimation, interpolation

### 1. まえがき

次世代の移動通信では、より高速高品質のデータ伝送能力が要求されており、OFDM (Orthogonal frequency division multiplexing) や MC-CDMA (Multicarrier code division multiple access) 等のマルチキャリア通信方式が注目されている[1,2]。移動通信では送受信局間の障害物によって、送信信号が反射、回折されて多重波として受信される。この時、伝搬路の周波数伝達関数は周波数領域及び時間領域で同様ではなく、複雑に変化する2重(周波数及び時間)選択性フェージングの影響を受ける[3]。このようなフェージング環境下において、同期検波及び適応変復調[4]を行う場合、高精度のチャンネル推定が必要である。そこで、これまで様々なチャンネル推定法が検討されている。チャンネル推定は、判定指向型チャンネル推定[5]-[7]とパイロットシンボルを用いる補間チャンネル推定[8]-[10]の2つに大別することができる。

本論文は、パイロットシンボルを用いる補間チャンネル

推定について考察している。文献[8]では、シングルキャリア伝送において時間多重パイロットを用いる時間1次元補間チャンネル推定が解析されている。また、OFDMを対象に分散多重パイロットを用いる2次元補間チャンネル推定が提案されている[9,10]。これらのチャンネル推定法は、パイロットシンボルから得られた瞬時チャンネル利得に、時間-周波数領域で1又は2次元補間を適用することによってチャンネル推定を行う。

一方、特異値分解[6]や離散フーリエ変換(DFT)[11]-[14]を用いた補間チャンネル推定法も検討されている。これらのチャンネル推定法では、まずパイロットシンボルから得られた時間-周波数領域の瞬時チャンネル利得をIDFT(DFT)を用いて、いったん遅延時間領域(ドップラー周波数領域)に変換し、その領域でフィルタリングを行う。その後、DFT(IDFT)を用いて時間-周波数領域に変換することにより補間チャンネル推定を行う。時間領域1次元補間チャンネル推定[11]、周波数領域1次元補間チャンネル推定[5,6]-[12,13]、2次元補間チャネ

ル推定[14]が提案されている。

本研究は、時間-周波数領域でチャンネル推定を行う方法と、DFT等を用いて遅延時間領域やドップラー周波数領域に変換しチャンネル推定を行う方法との関係性を理解することを目的としている。判定指向型チャンネル推定において、周波数領域1次元フィルタを用いるチャンネル推定の等価性について示した[15]。そこで、本論文はパイロットシンボルを用いる1次元および2次元補間チャンネル推定について考察する。第2章では、マルチキャリア通信における伝送系モデルを述べる。第3章では、時間-周波数領域での1次元および2次元補間チャンネル推定と、遅延時間領域やドップラー周波数領域でチャンネル推定を行う方法との関係について考察する。第4章はむすびである。

## 2. 伝送系モデル

マルチキャリア通信に用いるサブキャリア数を  $N_c$  とし、データ変調には QPSK を用いるものとする。シンボル長  $T$  は、有効シンボル長  $T_s$  (サブキャリア間隔:  $1/T_s$ ) とガードインターバル長  $T_g$  を用いて、 $T=T_s+T_g$  で与えられる。時間多重、周波数多重と分散多重パイロットシンボルの配置を図1に示す。時間多重パイロットの場合、 $N_p$  シンボルに1個の割合でパイロットシンボルが挿入されている。周波数多重パイロットの場合、 $N_p$  サブキャリアに1個の割合でパイロットサブキャリアが挿入されている。分散多重パイロットの場合、 $N_p$  シンボル及び  $N_p$  サブキャリア毎 ( $i \bmod N_p = n \bmod N_p = 0$ ) に1個のパイロットが分散配置されている。

送信信号は、 $L$  個の離散パスから構成される遅延プロファイルを有するレイリーフェージングチャンネルを伝搬し、受信されるものとする。各パスの複素チャンネル利得  $\{\xi_l(t); l=0 \sim L-1\}$  は各々独立で同じ分布を持つ複素ガウス過程であるとする。マルチパス伝搬路の離散時間インパルス応答  $h(t)$  は次式で表現される。

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_l(t) \delta(\tau - \tau_l) \quad (1)$$

但し、 $\sum_{l=0}^{L-1} E[|\xi_l(t)|^2] = 1$  であり、 $\delta(\tau)$  はデルタ関数、 $\tau_l$  は各パスの遅延時間を示す。また、伝搬路のインパルス応答の長さはガードインターバル長以内 ( $\tau_{L-1} \leq T_g$ ) であり、シンボル長  $T$  内で複素チャンネル利得の時間変化はないものとする。この時、第  $i$  番目のシンボルの第  $n$  サブキャリアにおける、伝搬路の周波数伝達関数  $H(i, n)$  は次のように表わせる。

$$H(i, n) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_l(iT) \exp[-j2\pi \frac{n}{T_s} \tau_l] \quad (2)$$

受信機では、受信マルチキャリア信号  $r(t)$  からガードインターバルを除去した後、DFTにより受信信号を  $N_c$  個のサブキャリア成分に分解する。

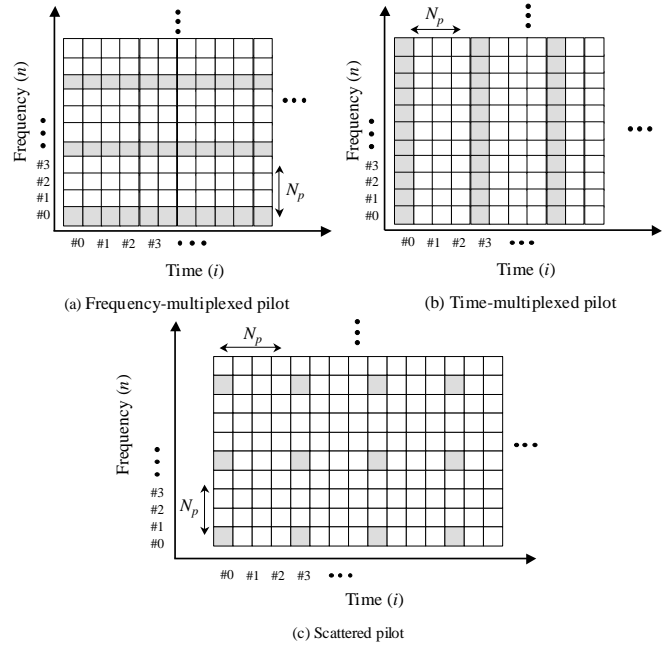


図1 パイロットシンボルの配置

## 3. 1次元と2次元補間チャンネル推定

### 3.1. 周波数領域1次元補間チャンネル推定

第  $i$  番目のシンボルのチャンネル推定に、周波数多重パイロットと周波数領域1次元補間フィルタを用いることを考える。パイロットサブキャリア  $n$  から得られる瞬時チャンネル利得推定値を  $\hat{H}(i, n)$ 、第  $n$  データサブキャリアのチャンネル推定に用いる周波数1次元補間フィルタのタップ係数セットを  $\{W(n; n'); n' = -M+1 \sim M\}$  とする。この時、サブキャリア  $n$  のチャンネル推定値は次式のように表わせる。ただし、帯域の両端の部分では、帯域外の瞬時チャンネル利得推定値を  $\{\hat{H}(i, n) = 0; n \leq 0 \text{ and } n \geq N_c\}$  とする。

$$\tilde{H}(i, n) = \sum_{n'=-M+1}^M W(n; n') \hat{H}(i, \lfloor \frac{n}{N_p} \rfloor N_p - n' N_p) \quad (3)$$

式(2)を用いると式(3)は次のように展開できる。

$$\begin{aligned} \tilde{H}(i, n) &= \sum_{n'=-M+1}^M W(n; n') \sum_{l=0}^{L-1} \left\{ \hat{\xi}_l(iT) \times \exp[-j2\pi \frac{\tau_l}{T_s} (\lfloor \frac{n}{N_p} \rfloor N_p - n' N_p)] \right\} \\ &= L \sum_{l=0}^{L-1} \hat{\xi}_l(iT) \exp[-j2\pi \frac{\tau_l}{T_s} (\lfloor \frac{n}{N_p} \rfloor N_p)] \\ &\quad \times \left\{ \frac{1}{L} \sum_{n'=-M+1}^M W(n; n') \exp[j2\pi \frac{\tau_l}{T_s} (n' N_p)] \right\} \\ &= L \sum_{l=0}^{L-1} (\hat{\xi}_l(iT) w(n; l)) \exp[-j2\pi \frac{\tau_l}{T_s} (\lfloor \frac{n}{N_p} \rfloor N_p)] \end{aligned} \quad (4)$$

ここで、雑音成分を含むチャンネルのインパルス応答

$\hat{\xi}_l(iT)$  および  $w(n;l)$  はそれぞれ次式で与えられる.

$$\begin{cases} \hat{\xi}_l(iT) = \frac{1}{L} \sum_{n'=-M+1}^M \hat{H}(i, \left\lfloor \frac{n}{N_p} \right\rfloor N_p - n'N_p) \exp[j2\pi \frac{\tau_l}{T_s} (n'N_p)] \\ w(n;l) = \frac{1}{L} \sum_{n'=-M+1}^M W(n;n') \exp[j2\pi \frac{\tau_l}{T_s} (n'N_p)] \end{cases} \quad (5)$$

式(4)は, パイロットサブキャリアから得られる瞬時チャンネル利得推定値  $\hat{H}(i,n)$  より IDFT を用いて  $\hat{\xi}_l(iT)$  を求め, それに  $w(n;l)$  を乗算したのちに DFT を用いて周波数領域に変換すること, 周波数領域 1次元補間フィルタを用いるチャンネル推定とは等価であることを示している(後述する DFT を用いた補間チャンネル推定と対応させるために DFT という言葉をここでは用いたが, 正確にはカルーネン・ルーベ変換[16,17]である).  $N_p=1$  の場合(つまり, 全サブキャリアの瞬時チャンネル利得推定値が得られる場合)が, 判定指向型チャンネル推定の場合に相当する[15]. また, 遅延時間領域を用いて周波数補間を行う場合は, 周波数(遅延時間)領域から遅延時間(周波数)領域の変換に, 遅延時間などの伝搬路情報が必要となる. 従って, 伝搬路情報を必要としない DFT がよく用いられている[12,13].

DFT を用いる場合は以下のように記述できる. パイロットサブキャリアから得られる瞬時チャンネル利得は DFT を用いて次のように示せる.

$$\hat{H}(i,n) = \sum_{l=0}^{N_c-1} \hat{\xi}_l(iT) \exp[-j2\pi \frac{l}{N_c} n] \text{ for } n \bmod N_p = 0 \quad (6)$$

式(6)を式(3)に代入すると, 次式のように展開できる.

$$\tilde{H}(i,n) = N_c \sum_{l=0}^{N_c-1} \left( \hat{\xi}_l(iT) w(n;l) \right) \exp[-j2\pi \frac{l}{N_c} \left( \left\lfloor \frac{n}{N_p} \right\rfloor N_p \right)] \quad (7)$$

ここで  $\hat{\xi}_l(iT)$ ,  $w(n;l)$  はそれぞれ次式で表される.

$$\begin{cases} \hat{\xi}_l(iT) = \frac{1}{N_c} \sum_{n'=-M+1}^M \hat{H}(i, \left\lfloor \frac{n}{N_p} \right\rfloor N_p - n'N_p) \exp[j2\pi \frac{l}{N_c} (n'N_p)] \\ w(n;l) = \frac{1}{N_c} \sum_{n'=-M+1}^M W(n;n') \exp[j2\pi \frac{l}{N_c} (n'N_p)] \end{cases} \quad \text{for } l=0 \sim N_c-1 \quad (8)$$

式(7)は, パイロットサブキャリアから得られる瞬時チャンネル利得推定値  $\hat{H}(i,n)$  より  $2M$  ポイント IDFT を用いて  $\hat{\xi}_l(iT)$  を求め,  $w(n;l)$  を用いてフィルタリングを行った後に  $N_c$  ポイント DFT を用いて周波数領域に変換すること, 周波数 1次元補間フィルタを用いるチャンネル推定とは等価であることを示している(図2).

### 3.2. 時間領域 1次元補間チャンネル推定

第  $i$  番目のデータシンボルのチャンネル推定に, 時間多重パイロットと時間領域 1次元補間フィルタを用いることを考える(サブキャリア番号  $n$  は任意). 第  $i$  データシンボルのチャンネル推定に用いる時間領域 1次元補間フィルタのタップ係数セットを  $\{W(i;i'); n'=-M+1 \sim M\}$  とすると, チャンネル推定値は次式のように表わせる.

$$\tilde{H}(i,n) = \sum_{i'=-M+1}^M W(i;i') \hat{H}\left(\left\lfloor \frac{i}{N_p} \right\rfloor N_p - i'N_p, n\right) \quad (9)$$

ここで,  $H(i,n)$  は素波  $\eta_k(n/T_s)$  を用いて次式のように示せる.

$$H(i,n) = \sum_{k=0}^{K-1} \eta_k\left(\frac{n}{T_s}\right) \exp[j2\pi f_{D_k}(iT)] \quad (10)$$

ここで,  $f_{D_k}$  はドップラー周波数を示す. 式(9)と式(10)を用いると

$$\begin{aligned} \tilde{H}(i,n) &= \sum_{i'=-M+1}^M W(i;i') \sum_{k=0}^{K-1} \left\{ \hat{\eta}_k\left(\frac{n}{T_s}\right) \right. \\ &\quad \left. \times \exp[j2\pi f_{D_k} T \left( \left\lfloor \frac{i}{N_p} \right\rfloor N_p - i'N_p \right)] \right\} \\ &= K \sum_{k=0}^{K-1} \hat{\eta}_k\left(\frac{n}{T_s}\right) \exp[j2\pi f_{D_k} T \left( \left\lfloor \frac{i}{N_p} \right\rfloor N_p \right)] \\ &\quad \times \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i'=-M+1}^M W(i;i') \exp[-j2\pi f_{D_k} T (i'N_p)] \right\} \\ &= K \sum_{k=0}^{K-1} \left( \hat{\eta}_k\left(\frac{n}{T_s}\right) w(i;k) \right) \exp[j2\pi f_{D_k} T \left( \left\lfloor \frac{i}{N_p} \right\rfloor N_p \right)] \end{aligned} \quad (11)$$

のように展開できる. ここで,  $w(i;k)$  と  $\hat{\eta}_k(n/T_s)$  はそれぞれ次式で表現される.

$$\begin{cases} \hat{\eta}_k\left(\frac{n}{T_s}\right) = \frac{1}{K} \sum_{i'=-M+1}^M \left\{ \hat{H}\left(\left\lfloor \frac{i}{N_p} \right\rfloor N_p - i'N_p, n\right) \right. \\ \quad \left. \times \exp[-j2\pi f_{D_k} T (i'N_p)] \right\} \\ w(i;k) = \frac{1}{K} \sum_{i'=-M+1}^M W(i;i') \exp[-j2\pi f_{D_k} T (i'N_p)] \end{cases} \quad (12)$$

式(11)は, 各サブキャリアで  $N_p$  シンボルごとに得られる瞬時チャンネル利得推定値  $\hat{H}(i,n)$  を  $\exp[-j2\pi f_{D_k} T (i'N_p)]$  を用いてカルーネン・ルーベ変換しドップラー周波数領域の  $\hat{\eta}_k(n/T_s)$  を求め, それに  $w(i;k)$  を乗算したのちに逆カルーネン・ルーベ変換を用いて時間領域に変換すること, 時間 1次元補間フィルタを用いるチャンネル推定とは等価であることを示し

ている。カルーネン・ループ変換ではなく DFT を用いる場合 [11] は、以下ようになる。パイロットから得られる瞬時チャネル利得は DFT を用いて次のように示せる。

$$\hat{H}(i, n) = \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{\eta}_k\left(\frac{n}{T_s}\right) \exp[j2\pi \frac{k}{N_c} i] \text{ for } i \bmod N_p = 0 \quad (13)$$

式(13)を式(9)に代入し展開すると次式のようになる。

$$\tilde{H}(i, n) = N_c \sum_{k=0}^{N_c-1} \left( \hat{\eta}_k\left(\frac{n}{T_s}\right) w(i; k) \right) \exp[j2\pi \frac{k}{N_c} \left( \left\lfloor \frac{i}{N_p} \right\rfloor N_p \right)] \quad (14)$$

ここで  $\hat{\eta}_k(n/T_s)$ ,  $w(n; k)$  はそれぞれ次式で表される。

$$\left\{ \begin{aligned} \eta_k\left(\frac{n}{T_s}\right) &= \frac{1}{N_c} \sum_{i'=-M+1}^M \left\{ \hat{H}\left(\left\lfloor \frac{i}{N_p} \right\rfloor N_p - i'N_p, n\right) \right. \\ &\quad \left. \times \exp[-j2\pi \frac{k}{N_c} (i'N_p)] \right\} \\ w(i; k) &= \frac{1}{N_c} \sum_{i'=-M+1}^M W(i; i') \exp[-j2\pi \frac{k}{N_c} (i'N_p)] \\ &\quad \text{for } k = 0 \sim N_c - 1 \end{aligned} \right. \quad (15)$$

式(15)は、 $n$  番目のサブキャリアに挿入されているパイロットから得られる瞬時チャネル利得推定値  $\hat{H}(i, n)$  より  $2M$  ポイント DFT を用いて  $\hat{\eta}_k(n/T_s)$  を求め、 $w(i; k)$  を用いてドップラー周波数領域でフィルタリングを行った後に  $N_c$  ポイント IDFT を用いて時間領域に変換すること、時間領域 1 次元補間フィルタを用いるチャネル推定とは等価であることを示している (図 2)。

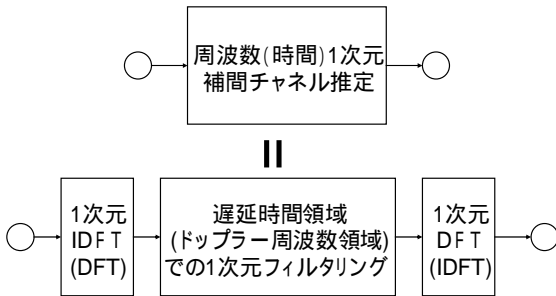


図 2 周波数(時間)1次元補間チャネル推定の等価性

### 3.3. 2次元補間チャネル推定

第  $i$  番目のシンボルの第  $n$  サブキャリアのチャネル推定を考える。分散多重パイロットと 2 次元補間フィルタを用いる。第  $i$  番目のシンボルの第  $n$  サブキャリアのチャネル推定に用いる 2 次元補間フィルタのタップ係数セットを  $\{W(i, n; i', n'); i', n' = -M+1 \sim M\}$  とする。周波数 1 次元補間チャネル推定の場合と同様に、帯域の両端の部分では、帯域外の瞬時チャネル利得推定値を

$\{\hat{H}(i, n) = 0; n \leq 0 \text{ and } n \geq N_c\}$  とする。この時、チャネル推定値は次式のように表わせる。

$$\tilde{H}(i, n) = \sum_{i'=-M+1}^M \sum_{n'=-M+1}^M \left( W(i, n; i', n') \times \hat{H}\left(\left\lfloor \frac{i}{N_p} \right\rfloor N_p - i'N_p, \left\lfloor \frac{n}{N_p} \right\rfloor N_p - n'N_p\right) \right) \quad (16)$$

ここで、 $H(i, n)$  は素波  $\gamma_{k,l}$  を用いて次式のように示せる。

$$H(i, n) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} \gamma_{k,l} \exp[j2\pi \left( \frac{n}{T_s} \tau_l + f_{D_k} iT \right)] \quad (17)$$

式(17)を用いると式(16)は次のように展開できる。

$$\begin{aligned} \tilde{H}(i, n) &= \sum_{i'=-M+1}^M \sum_{n'=-M+1}^M W(i, n; i', n') \\ &\quad \times \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} \left\{ \hat{\gamma}_{k,l} \times \exp[j2\pi \left( \frac{\tau_l}{T_s} \left( \left\lfloor \frac{n}{N_p} \right\rfloor N_p - n'N_p \right) + f_{D_k} T \left( \left\lfloor \frac{i}{N_p} \right\rfloor N_p - i'N_p \right) \right)] \right\} \\ &= KL \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} \left\{ \hat{\gamma}_{k,l} \times \exp[j2\pi \left( \frac{\tau_l}{T_s} \left( \left\lfloor \frac{n}{N_p} \right\rfloor N_p \right) + f_{D_k} T \left( \left\lfloor \frac{i}{N_p} \right\rfloor N_p \right) \right)] \right\} \\ &\quad \times \left\{ \frac{1}{KL} \sum_{i'=-M+1}^M \sum_{n'=-M+1}^M \left( W(i, n; i', n') \times \exp[-j2\pi \left( \frac{\tau_l}{T_s} (n'N_p) + f_{D_k} T (i'N_p) \right)] \right) \right\} \\ &= KL \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} \left( \hat{\gamma}_{k,l} w(i, n; k, l) \right) \\ &\quad \times \left\{ \exp[j2\pi \left( \frac{\tau_l}{T_s} \left( \left\lfloor \frac{n}{N_p} \right\rfloor N_p \right) + f_{D_k} T \left( \left\lfloor \frac{i}{N_p} \right\rfloor N_p \right) \right)] \right\} \end{aligned} \quad (18)$$

ここで、 $w(i, n; k, l)$  と  $\hat{\gamma}_{k,l}$  はそれぞれ次式で表現される。

$$\left\{ \begin{aligned} \hat{\gamma}_{k,l} &= \frac{1}{KL} \sum_{i'=-M+1}^M \\ &\times \sum_{n'=-M+1}^M \left( \hat{H} \left( \left[ \frac{i}{N_p} \right] N_p - i'N_p, \left[ \frac{n}{N_p} \right] N_p - n'N_p \right) \right. \\ &\left. \times \exp \left[ -j2\pi \left( \frac{\tau_l}{T_s} (n'N_p) + f_{D_k} T(i'N_p) \right) \right] \right) \\ w(i,n;k,l) &= \frac{1}{KL} \sum_{i'=-M+1}^M \\ &\times \sum_{n'=-M+1}^M \left( W(i,n;i',n') \right. \\ &\left. \times \exp \left[ -j2\pi \left( \frac{\tau_l}{T_s} (n'N_p) + f_{D_k} T(i'N_p) \right) \right] \right) \end{aligned} \right. \quad (19)$$

式(18)は、分散多重パイロットから得られる瞬時チャネル利得推定値  $\hat{H}(i,n)$  を  $\exp[-j2\pi\tau_l/T_s(n'N_p)]$  ,  $\exp[-j2\pi f_{D_k} T(i'N_p)]$  を用いてカルーネン・ループエ変換し  $\hat{\gamma}_{k,l}$  を求め、それに  $w(i,n;k,l)$  を乗算したのちに逆カルーネン・ループエ変換を用いて時間-周波数領域に変換することと、時間-周波数領域の2次元補間フィルタを用いるチャネル推定とは等価であることを示している。前述したとおり、カルーネン・ループエ変換は伝搬路情報を必要とするため、2次元DFTを用いる2次元補間チャネル推定が提案されている[14]。

2次元DFTを用いる場合、瞬時チャネル利得は次のように示せる。

$$\hat{H}(i,n) = \sum_{k=0}^{N_c-1N_c-1} \sum_{l=0}^{N_c-1} \hat{\gamma}_{k,l} \exp \left[ j2\pi \left( \frac{l}{N_c} n + \frac{k}{N_c} n \right) \right] \quad (20)$$

for  $i \bmod N_p = n \bmod N_p = 0$

式(20)を式(16)に代入すると、次式のように展開できる。

$$\tilde{H}(i,n) = N_c^2 \sum_{k=0}^{N_c-1N_c-1} \sum_{l=0}^{N_c-1} \left( \hat{\gamma}_{k,l} w(i,n;k,l) \right) \times \exp \left[ j2\pi \frac{N_p}{N_c} \left( l \left[ \frac{n}{N_p} \right] + k \left[ \frac{i}{N_p} \right] \right) \right] \quad (21)$$

ここで  $w(i,n;k,l)$  と  $\hat{\gamma}_{k,l}$  はそれぞれ次式で表される。

$$\left\{ \begin{aligned} \hat{\gamma}_{k,l} &= \frac{1}{N_c^2} \sum_{i'=-M+1}^M \\ &\times \sum_{n'=-M+1}^M \left( \hat{H} \left( \left[ \frac{i}{N_p} \right] N_p - i'N_p, \left[ \frac{n}{N_p} \right] N_p - n'N_p \right) \right. \\ &\left. \times \exp \left[ -j2\pi \frac{N_p}{N_c} (n'l + i'k) \right] \right) \\ w(i,n;k,l) &= \frac{1}{N_c^2} \sum_{i'=-M+1}^M \sum_{n'=-M+1}^M \left( W(i,n;i',n') \right. \\ &\left. \times \exp \left[ -j2\pi \frac{N_p}{N_c} (n'l + i'k) \right] \right) \end{aligned} \right. \quad (22)$$

for  $k, l = 0 \sim N_c - 1$

式(21)は、パイロット時点の瞬時チャネル利得推定値に  $2M \times 2M$  の2次元DFTを適用し  $\hat{\gamma}_{k,l}$  を求め、その後  $w(i,n;k,l)$  を用いて2次元のフィルタリングを行い、 $N_c \times N_c$  の2次元IDFTを用いて時間-周波数領域に変換すること、時間-周波数領域の2次元補間フィルタを用いるチャネル推定とは等価であることを示している(図3)。

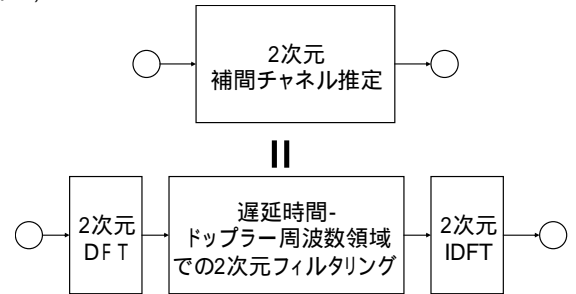


図3 2次元補間チャネル推定の等価性

#### 4. むすび

本論文は、パイロットシンボルを用いる1,2次元補間チャネル推定を対象に、時間-周波数領域での1次元および2次元補間チャネル推定と、遅延時間領域やドップラー周波数領域を用いてチャネル推定を行う方法との関係について考察した。時間-周波数領域で行う周波数(時間)領域1次元補間チャネル推定は、1次元DFTを用いて遅延時間領域(ドップラー周波数領域)に変換した後でフィルタリングを行うことと等価であることを示した。また、時間-周波数領域で行う2次元補間チャネル推定は、2次元DFTを用いて遅延時間とドップラー周波数領域の2次元領域に変換した後でフィルタリングを行うことと等価であることを示した。

#### 謝辞

本研究は、科学研究費補助金(特別研究員奨励費)によって行われた。

#### 参考文献

- [1] F. Adachi, "Wireless past and future -evolving mobile communications systems-," IEICE Trans.

Fundamentals., Vol. E84-A, pp.55-60, Jan. 2001.

- [2] H. Atarashi, S. Abeta and M. Sawahashi, "Variable spreading factor-orthogonal frequency and code division multiplexing (VSF-OFCDM) for broadband packet wireless access," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E86-B, No. 1, pp. 291-299, Jan. 2003.
- [3] W. C. Jakes, Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New-York, 1974.
- [4] T. Keller and L. Hanzo, "Adaptive modulation technique for duplex OFDM transmission," *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. 49, pp. 1893-1906, Sept. 2000.
- [5] J.-J. van de Beek, O. Edors, M. Sandell, S. K. Wilson and P. O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems," *Proc. of IEEE VTC'95*, Chicago, pp. 815-819, July 1995.
- [6] O. Edfors, M. Sandell, J.-J. van de Beek, S.K. Wilson and P. O. Borjesson, "OFDM channel estimation by singular value decomposition," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.46, No.7, pp. 931-939, July 1998.
- [7] Y. (G.) Li, J. Cimini and N. R. Sollenberger, "Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, pp. 902-915, July 1998.
- [8] J. K. Cavers, "An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, pp. 686-693, Nov. 1991.
- [9] P. Hoeher, S. Kaiser and P. Robertson, "Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering," in *Proc. Int. Conf. Acoustics, Speech, and Signal Processing*, pp. 1845-1848, April 1997.
- [10] P. Hoeher, S. Kaiser and P. Robertson, "Pilot-symbol-aided channel estimation in time and frequency," in *Proc. of Global Telecomm. Conf. The Mini-Conf.*, pp. 90-96, Nov. 1997.
- [11] E. Okamoto, H. B. Li and T. Ikegami, "Rayleigh fading compensation for 16QAM using FFT," *IEEE Trans. Veh. Tech.*, Vol. 48, No. 5, pp. 1626-1633, Sept. 1999.
- [12] Y. Zhao and A. Huang, "A novel channel estimation method for OFDM mobile communication systems based on pilot signals and transform-domain processing," *Proc. of IEEE VTC'97* pp. 2089-2093.
- [13] B. Yang, Z. Cao and K. B. Lataief, "Analysis of low-complexity windowed DFT-based MMSE channel estimator for OFDM systems," *IEEE Trans. Commun.* Vol. 49, No. 11, pp. 1977-1987, Nov. 2001.
- [14] Y. (G.) Li, "Pilot-symbol-aided channel estimation for OFDM in wireless systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 49, No. 4, pp. 1207-1215, July 2000.
- [15] S. Takaoka and F. Adachi, "Equivalence of time- and frequency-domain channel estimation for multicarrier signal," *信学会, ソサエティ大会*, SB8-1, 2003年9月.
- [16] A. Papoulis and S. U Pillai, *Probability random variables and stochastic processes*, McGraw-Hill, 2002.
- [17] L. Hanzo, M. Munster, B.J. Choi and T. Keller, *OFDM and MC-CDMA for broadband multi-user communications, WLANs and broadcasting*, Wiley, 2003.