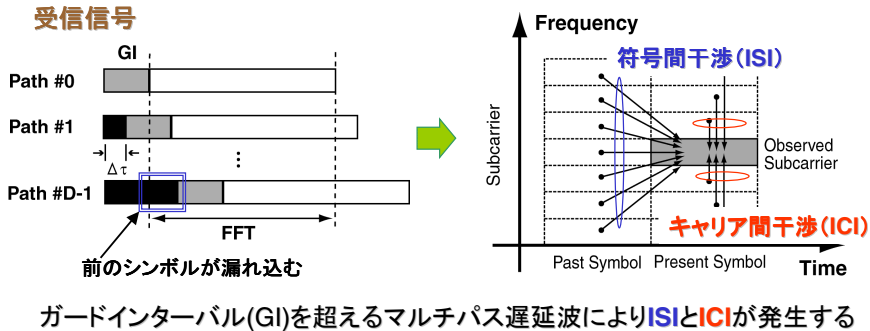


研究背景

マルチパスに強いOFDM方式

- ・ 無線LAN
- ・ 地上波デジタルTV放送(スカットードパイロットを採用)
- ・ 移動通信

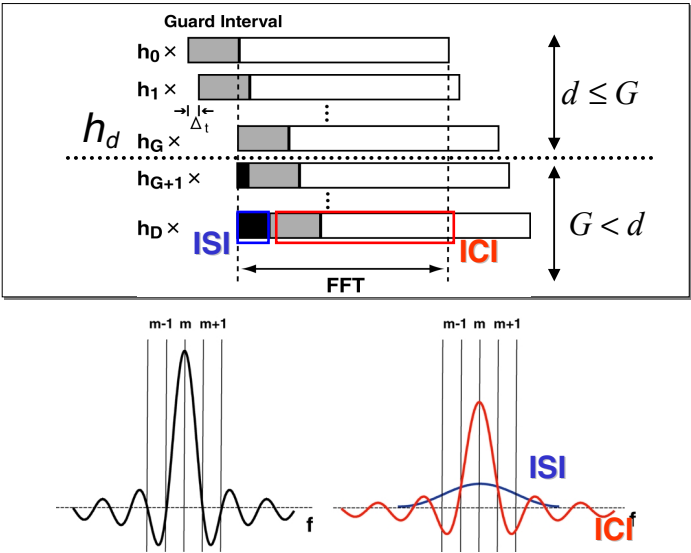


スカットードパイロットOFDM信号における ガードインターバルを超えるマルチパス遅延に対する 適応等化受信

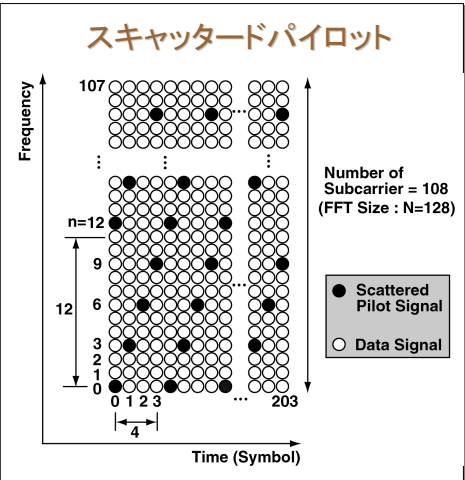
東京工業大学

須山 聡, 伊藤 雅文, 府川 和彦, 鈴木 博

GIを超えるマルチパス遅延波による ISI・ICIの発生メカニズム



スカットードパイロット信号に おけるISIとICIの抑圧



GIを超えるマルチパス遅延波の対策

- 最大マルチパス遅延に合わせて適応的にGI長を変える方法
- ISIとICIを抑圧する適応等化器

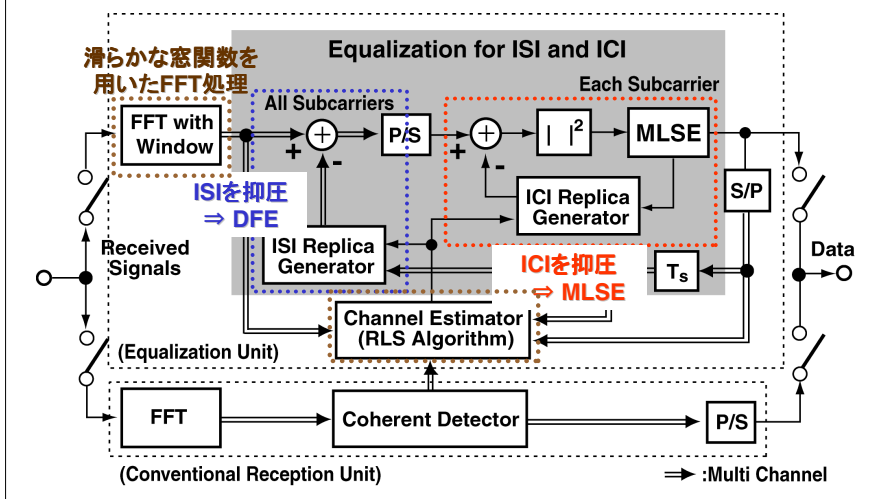
問題点

- ISIとICIによりチャネルインパルス応答が正確に推定できない
- パイロット信号のみでは推定可能な最大遅延時間が限られる

送信機構成を変えずに、ISIとICIの適応等化を行う

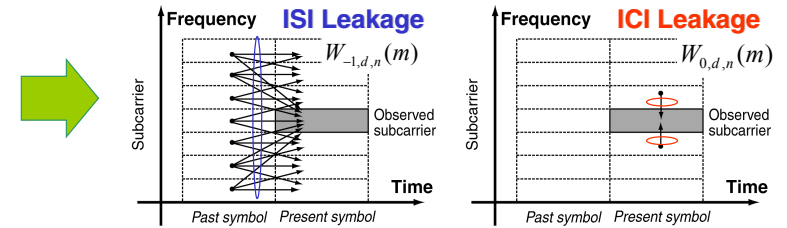
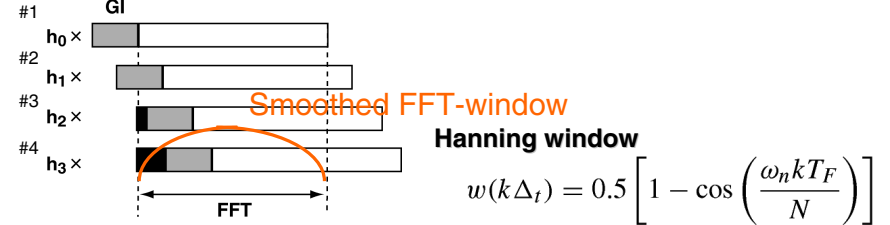
提案方式の構成

同期検波ユニットと適応等化ユニットの組み合わせ



窓関数を用いた適応等化の原理

Received signal in time domain



受信信号モデル

第*i*シンボルの送信信号

$$s_i(t) = \sum_{n=0}^{N-1} z_{i,n} \exp[j2\pi n \Delta_f (t - T_G)] \quad (T_G = G\Delta_t)$$

$z_{i,n}$: 第*n*サブキャリアの変調信号

伝搬路のインパルス応答 (サンプリング間隔で離散化できると仮定)

$$h(t) = \sum_{d=0}^D h_d \delta(t - d\Delta_t) \quad \begin{matrix} h_d: \text{第}d\text{パスにおける複素振幅} \\ D+1: \text{パス数}(D \geq G) \end{matrix}$$

受信信号

$$r(t) = \sum_{i=0}^{N_i-1} h(t) \otimes s_i(t) + n(t)$$

N_i : 1バーストの全シンボル数
 $n(t)$: 雑音信号

FFT後の受信信号

$$R_i(m) = \sum_{d=0}^G h_d \sum_{n=0}^{N-1} z_{i,n} \exp(-j\omega_n n d) W_n(m) + \sum_{d=G+1}^D h_d \sum_{n=0}^{N-1} z_{i,n} \exp(-j\omega_n n d) W_{0,d,n}(m) + \sum_{d=G+1}^D h_d \sum_{n=0}^{N-1} z_{i-1,n} \exp[-j\omega_n n (d-G)] W_{-1,d,n}(m) + N(m)$$

$\omega_n = 2\pi/N$
 $N(m)$: フーリエ変換後の雑音信号

漏れ込み係数

$$W_n(m) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} w(k\Delta_t) \exp[-j\omega_n (m-n)k] \quad \begin{matrix} w(k\Delta_t): \\ \text{離散化された窓関数} \end{matrix}$$

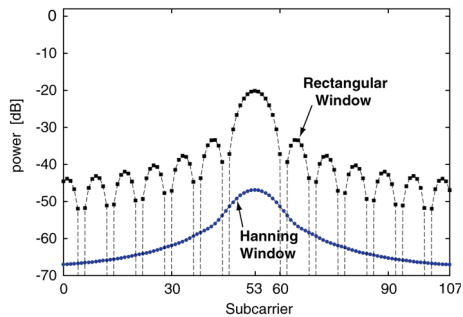
$$W_{0,d,n}(m) = \frac{1}{N} \sum_{k=d-G}^{N-1} w(k\Delta_t) \exp[-j\omega_n (m-n)k]$$

$$W_{-1,d,n}(m) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{d-G-1} w(k\Delta_t) \exp[-j\omega_n (m-n)k]$$

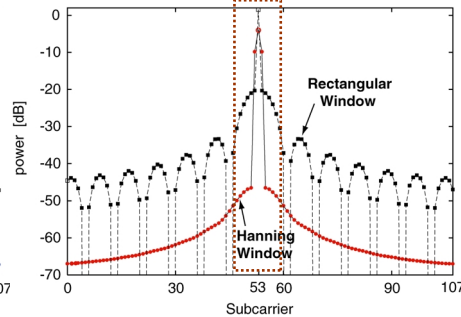
窓関数とISI・ICIの漏れ込み

GIの1.5倍のマルチパス遅延波が存在する場合

ISIの漏れ込み



ICIの漏れ込み

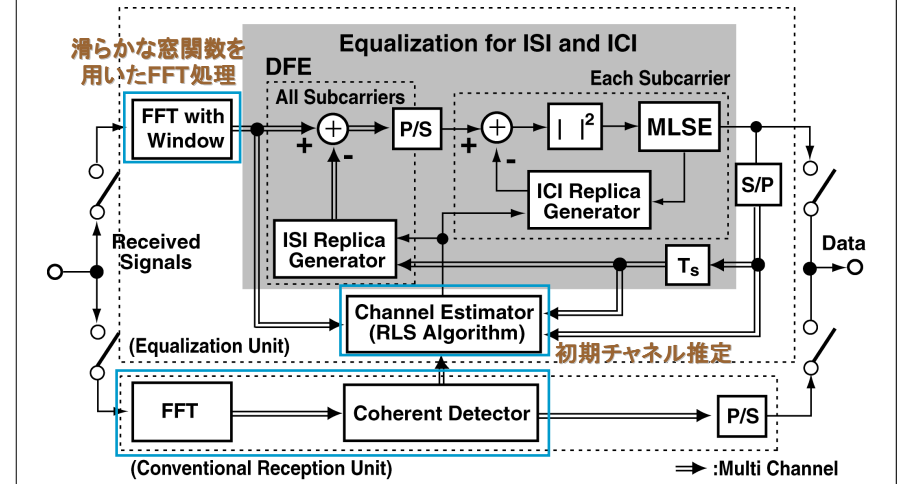


滑らかな窓関数によりISIを大幅に抑圧

ICIを隣接サブキャリアのみに限定

提案方式の構成と動作 その1

ステップ1: 初期チャネル推定



初期チャネル推定

滑らかな窓関数によってFFTされた受信信号は

- ISIはほぼ抑圧されている
- ICIは隣接サブキャリアのみから漏れ込む

受信信号レプリカ

$$\hat{R}_i(m) = \sum_{l=0}^G \hat{h}_l \sum_{n=m-1}^{m+1} z_{i,n} \exp(-j\omega_n n l) W_n(m) + \sum_{l=G+1}^L \hat{h}_l \sum_{n=m-1}^{m+1} z_{i,n} \exp(-j\omega_n n l) W_{0,l,n}(m)$$

$$\hat{R}_i(m) = \mathbf{w}_i^H(m) \mathbf{x}_i(m)$$

$$\mathbf{x}_i^H(m) = [x_0^* \ x_1^* \ \dots \ x_L^*]$$

$$\mathbf{w}_i^H(m) = [\hat{h}_0 \ \hat{h}_1 \ \dots \ \hat{h}_L]$$

● Scattered Pilot signal $z_{i,n} (n=mp)$

○ Detected Signal by Coherent Detector $\hat{z}_{i,n} (n=mp-1, mp+1)$

初期チャネル推定器

スキャッタードパイロットが挿入されたサブキャリアのみで更新

$l \leq G$ の場合

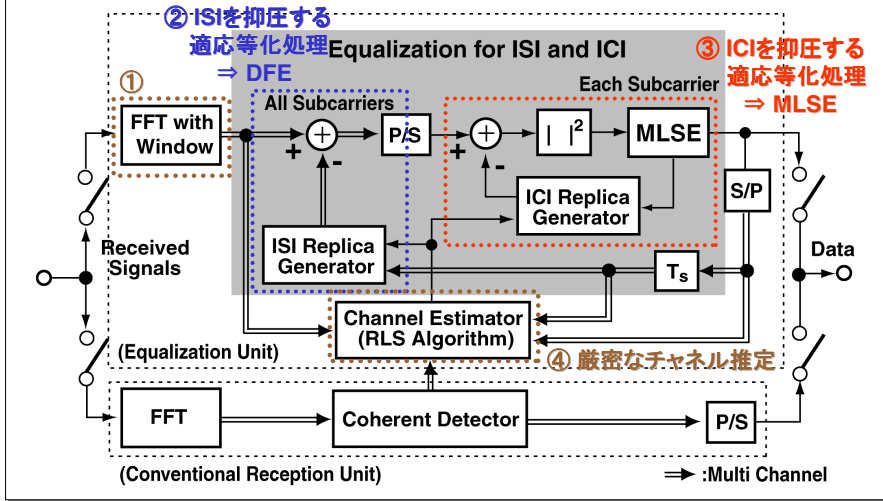
$$x_l = \sum_{n=m-1}^{m+1} z_{i,n} \exp(-j\omega_n n l) W_n(m)$$

$G < l$ の場合

$$x_l = \sum_{n=m-1}^{m+1} z_{i,n} \exp(-j\omega_n n l) W_{0,l,n}(m)$$

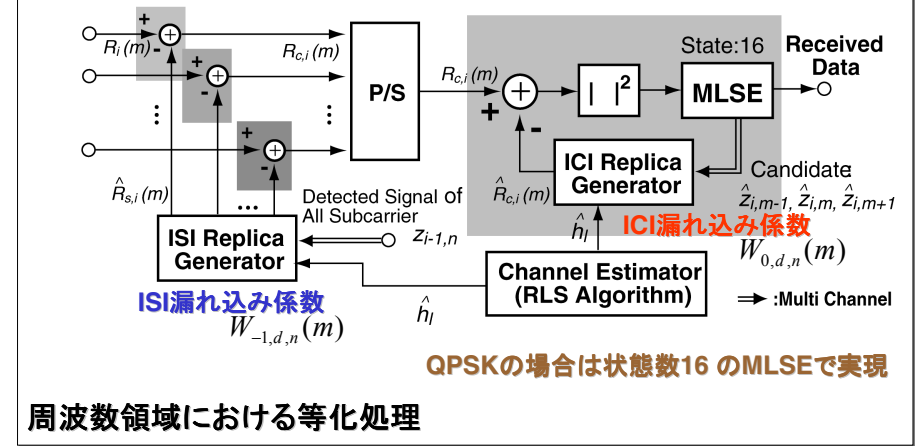
提案方式の構成と動作 その2

ステップ2: 適応等化処理



適応等化処理

判定帰還形適応等化 (DFE) 最尤系列推定形適応等化 (MLSE)

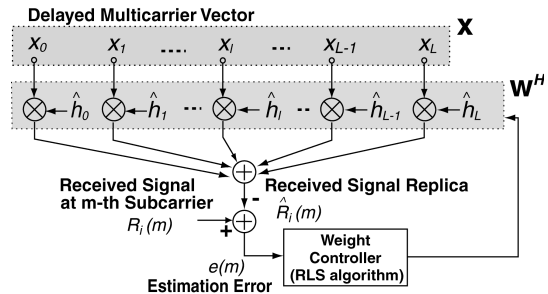


厳密なチャネル推定器

RLSアルゴリズムを全サブキャリアで更新

$$\begin{aligned}
 l \leq G \text{ の場合} & \quad x_l = \sum_{n=0}^{N-1} z_{i,n} \exp(-j\omega_n l) W_n(m) \\
 G < l \text{ の場合} & \quad x_l = \sum_{n=0}^{N-1} z_{i,n} \exp(-j\omega_n l) W_{0,l,n}(m) \\
 & \quad + \sum_{n=0}^{N-1} z_{i-1,n} \exp[-j\omega_n(l-G)] W_{-1,l,n}(m)
 \end{aligned}$$

ICI
ISI

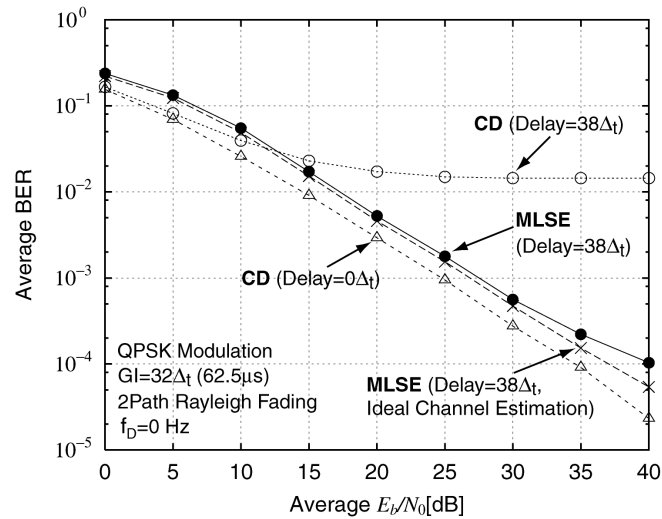


シミュレーション条件

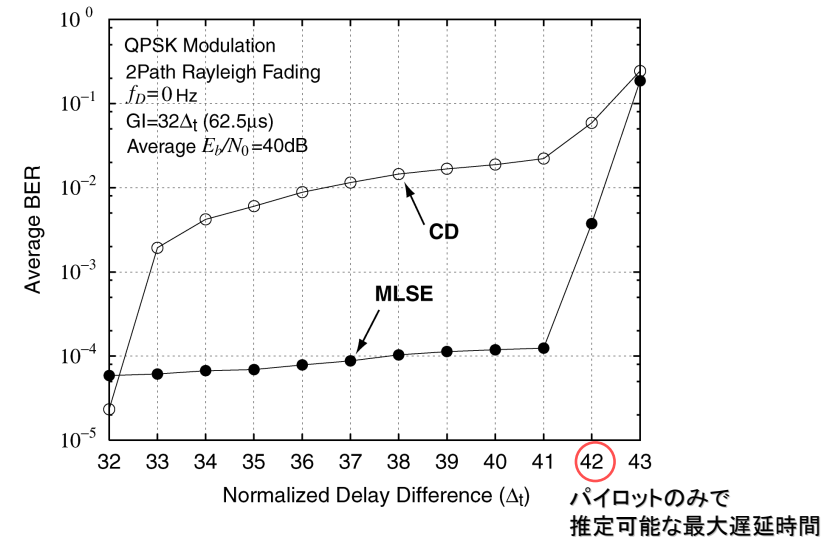
地上波デジタルTV放送に準拠

変調方式	QPSK
FFT ポイント数 N	128
有効キャリア数	108
キャリア間隔 Δf	4 kHz
ガードインターバル長 T _G	32Δ _t (62.5 μs)
シンボル長 T _s	312.5 μs
伝搬路モデル	等レベル 2 パスレイリー
遅延時間差	0 Δ _t (0 μs), 38 Δ _t (74.2 μs)
チャネル推定タップ数	42
窓関数	ハニング窓

平均誤り率特性



遅延時間特性



まとめ

- マルチパス遅延がガードインターバルを超える伝搬環境に対するスカッタードパイロットOFDM信号における適応等化方式を提案した

- 滑らかな窓関数を用いた受信FFT処理
- ISIに対しては判定帰還形適応等化器
- ICIに対しては最尤系列推定形適応等化器
- RLSアルゴリズムを用いた2種類のチャネル推定器

- 計算機シミュレーションにより性能の評価

- GIの1.3倍以内の遅延波が到来した場合にはISIとICIを抑圧できる
- スカッタードパイロットのみで推定可能な最大遅延時間を超える遅延波が到来した場合には特性が劣化する