

# ミリ波帯シングルキャリア周波数領域等化における 繰り返し判定指向形位相雑音補償

小野寺 純一, 須山 聡, 鈴木 博, 府川 和彦

東京工業大学

# 研究背景

- ・ ミリ波 60 GHz 帯における高速無線伝送システムの検討
  - WPAN : IEEE 802.15.3c
  - 非圧縮映像の無線伝送 : Wireless HD
- ・ ワンチップシリコン RF-CMOS IC の進展  
無線機の小型化, 低消費電力化, 低価格化を目標

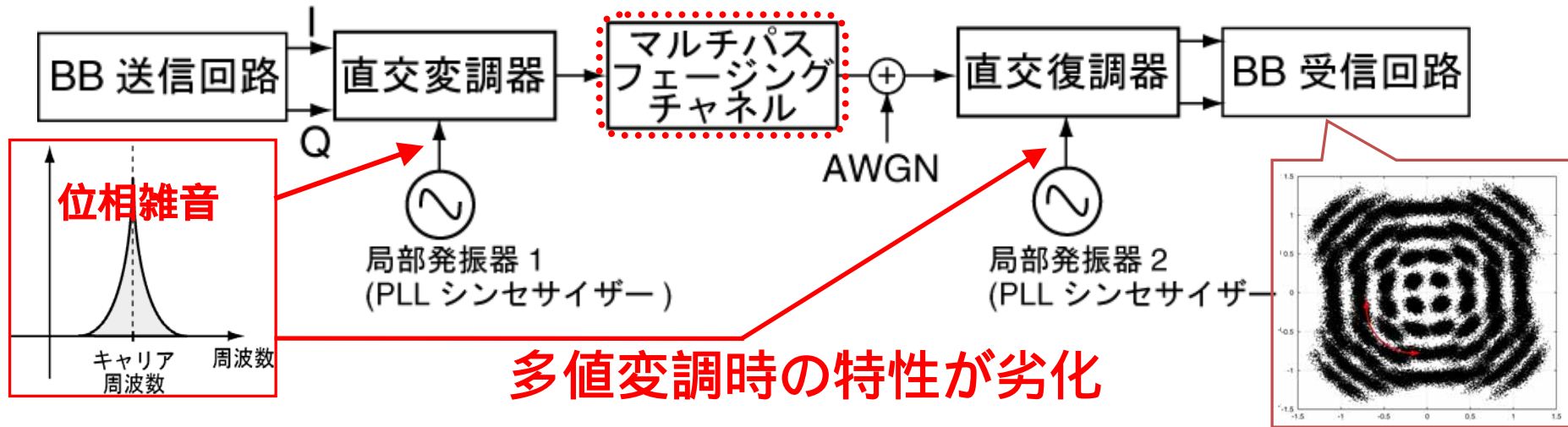
 ミリ波無線通信が普及する環境が形成

**10 Gbpsを超えるミリ波高速無線通信  
システムの研究開発**

ワンチップ・シリコン CMOS IC での  
ミリ波帯超高速無線伝送システムの実現を目指す

# ミリ波伝送方式における問題点

## ワンチップ・シリコン CMOS ミリ波伝送系



マルチパスに強い伝送方式

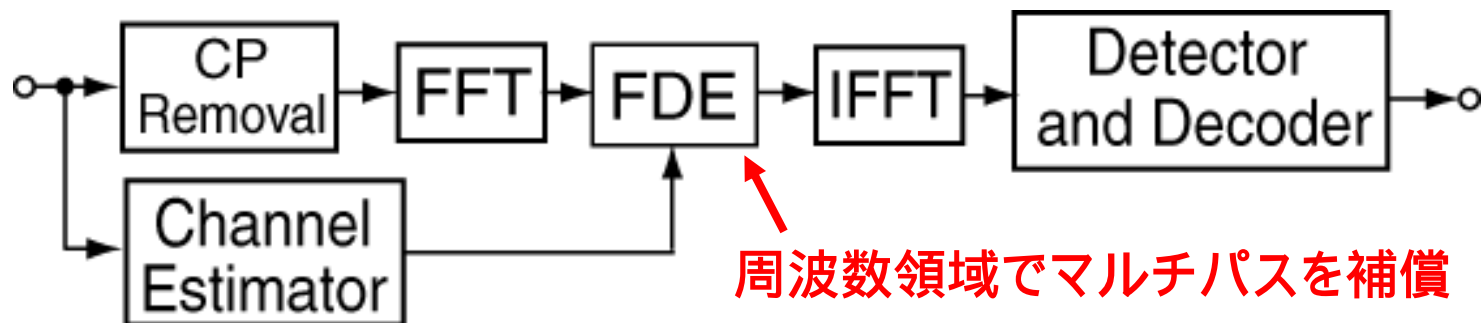
- 直交周波数分割多重 (OFDM)
- シングルキャリア周波数領域等化 (SC-FDE)

	利点	欠点
OFDM	-受信機に等化器が不要	-高PAPR -位相雑音に弱い
SC-FDE	-低PAPR -パスダイバーシチ	-受信機の構造が複雑化 -位相雑音に弱い

位相雑音補償技術が提案されている

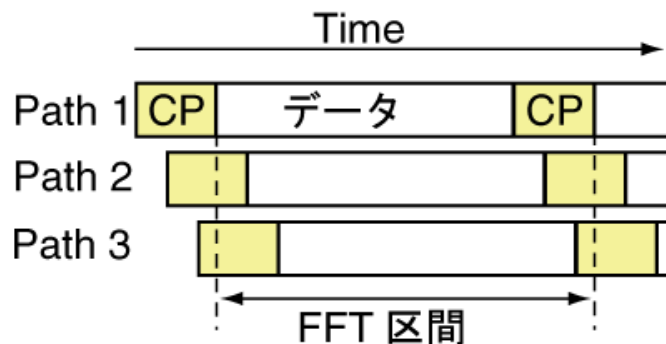
提案されていない

# 位相雑音がない場合のSC-FDE

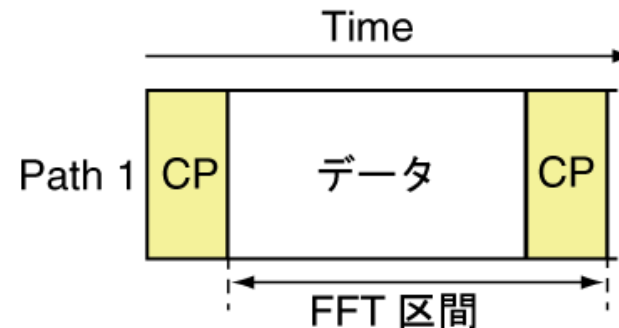


CP: サイクリック・プレフィックス

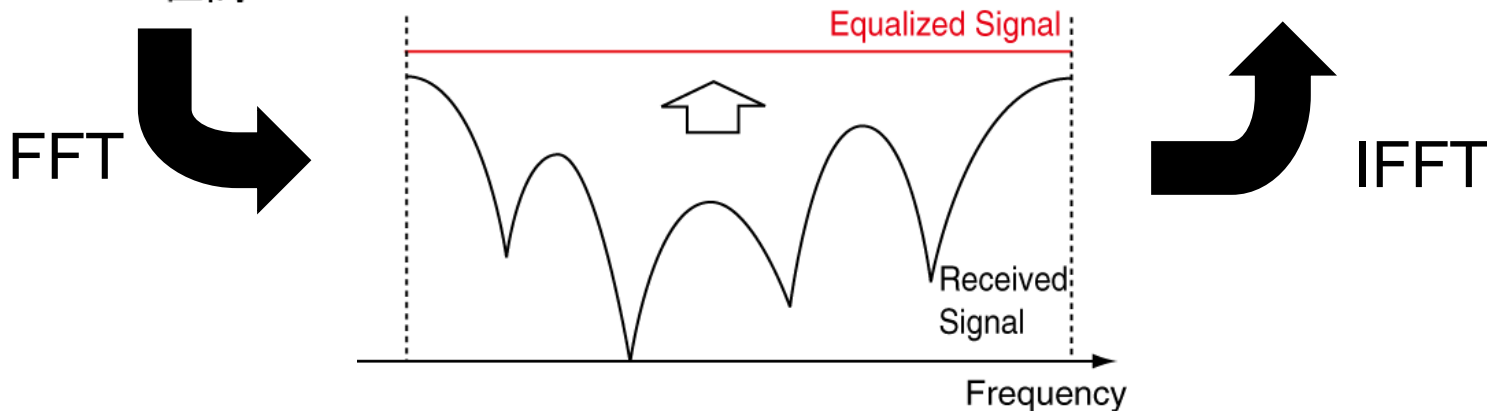
受信信号



IFFT出力



周波数領域等化



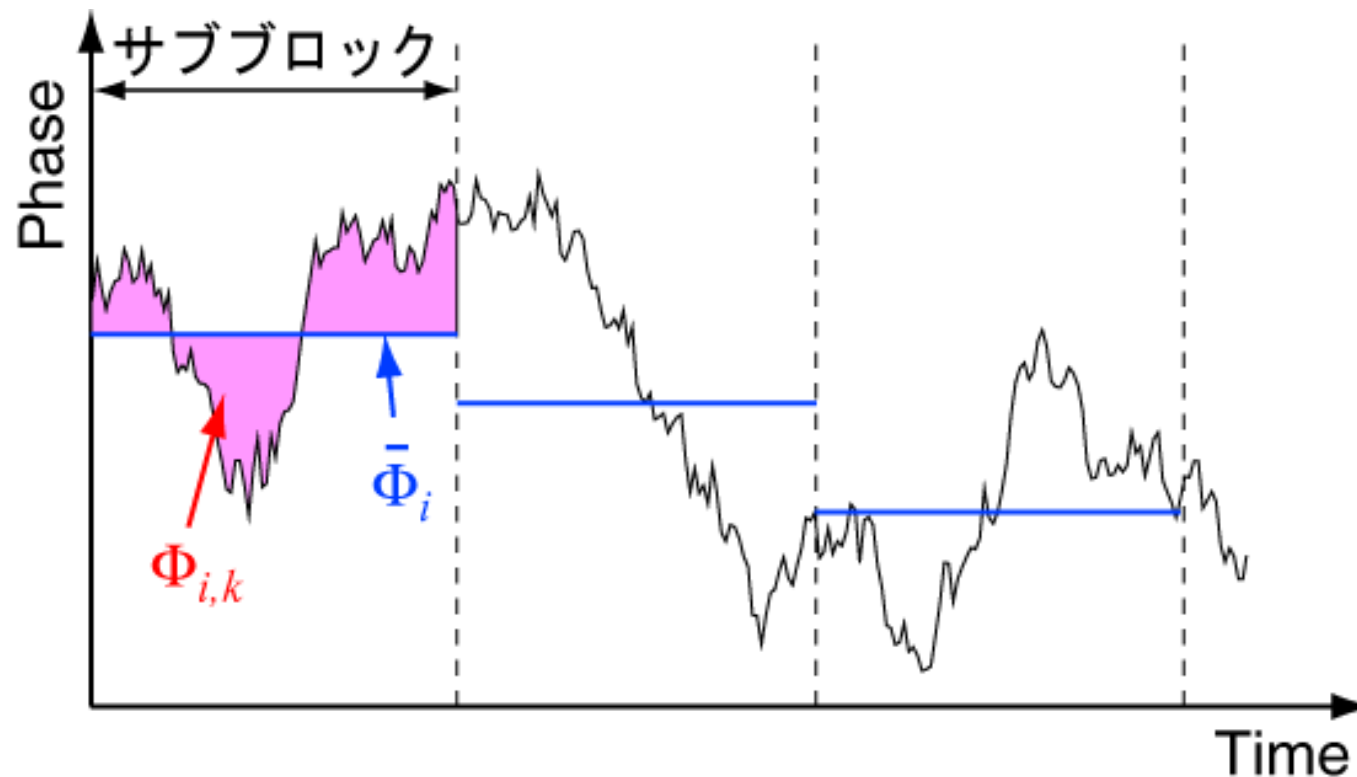
# SC-FDEにおける位相雑音の影響1

第  $i$  サブブロック, 第  $k$  シンボルにおける受信信号

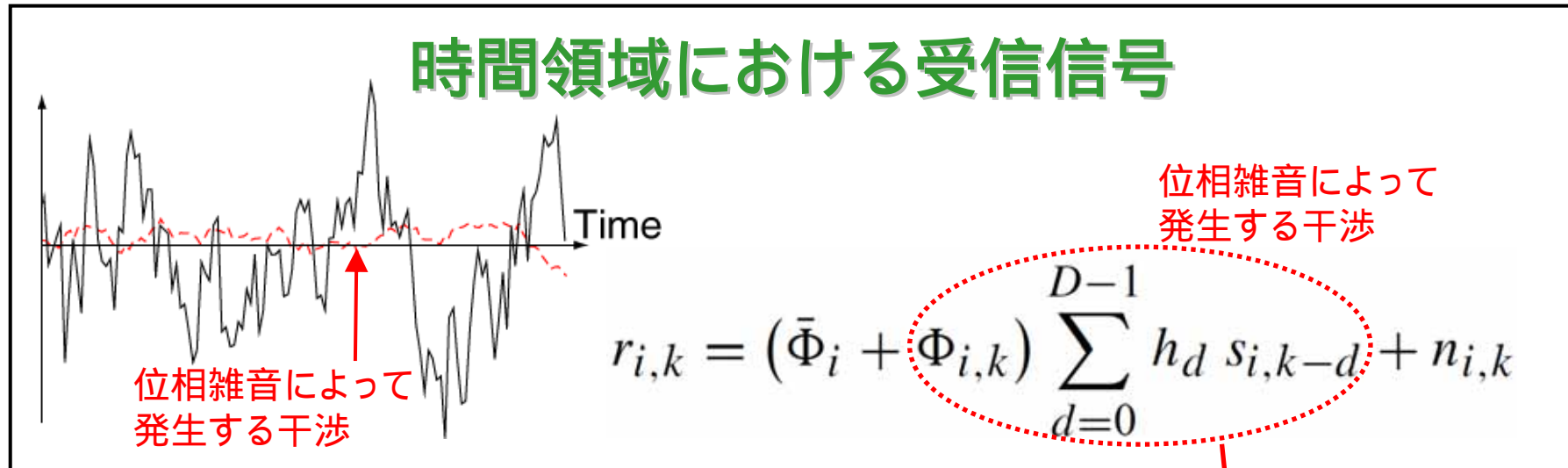
$$r_{i,k} = (\bar{\Phi}_i + \Phi_{i,k}) \sum_{d=0}^{D-1} h_d s_{i,k-d} + n_{i,k}$$

第  $i$  サブブロック内での  
 $e^{j\phi_{i,k}}$  の平均値

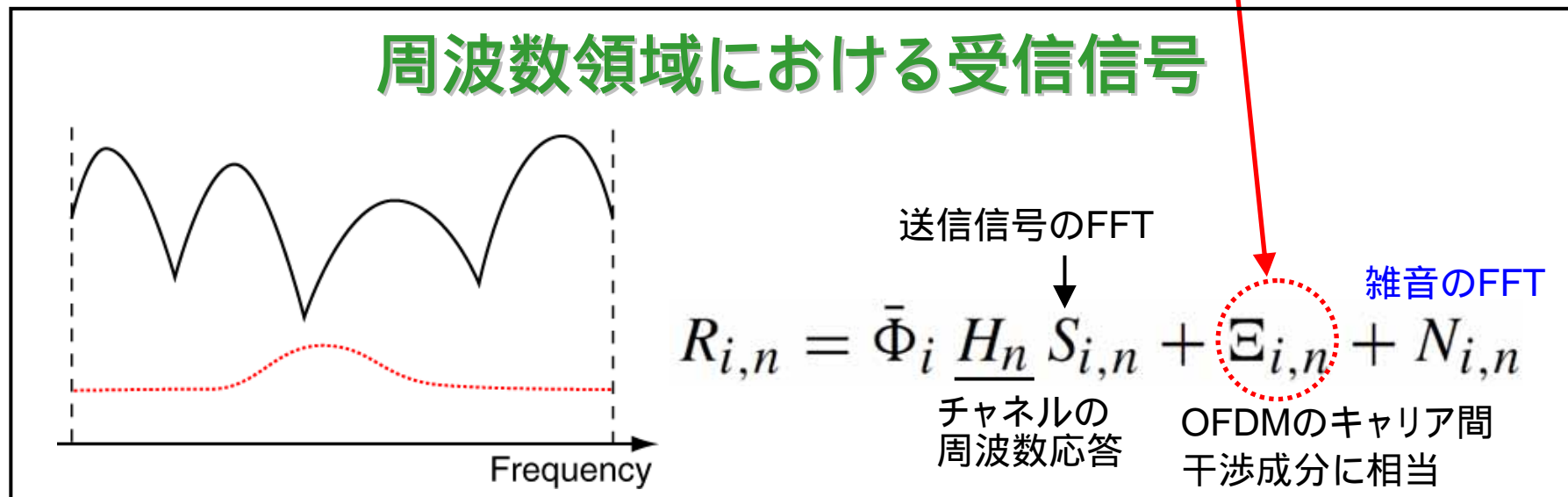
各サンプリング時刻  
における  $\bar{\Phi}_i$  からの差分



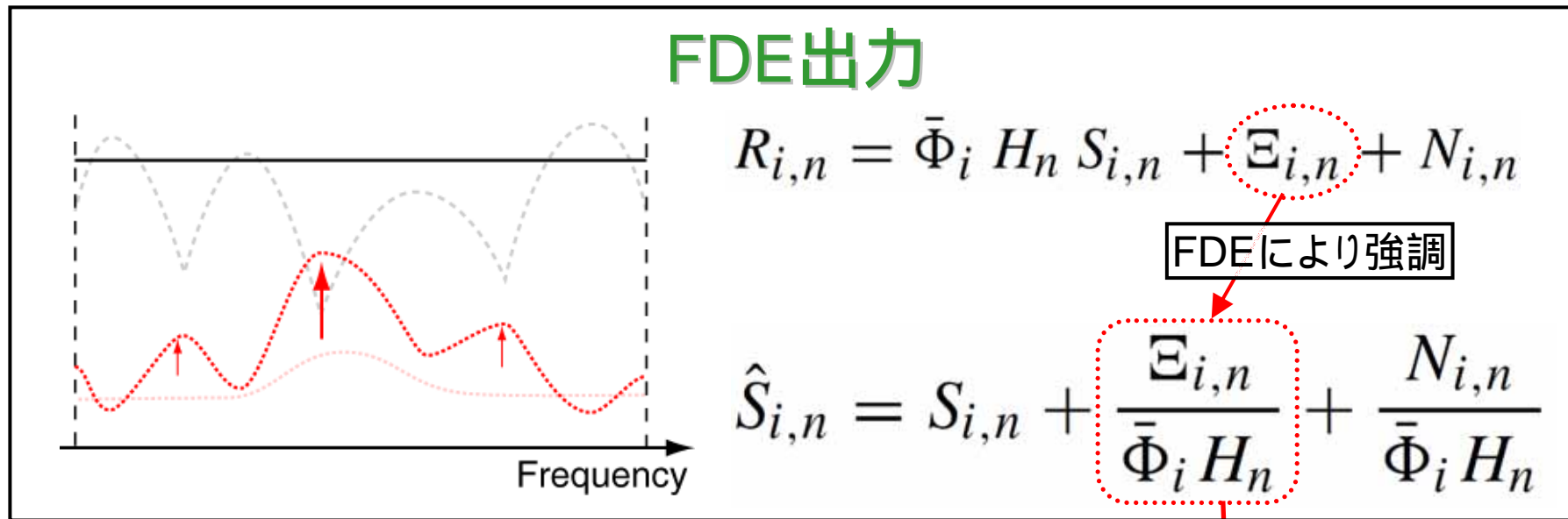
# SC-FDEにおける位相雑音の影響2



FFT

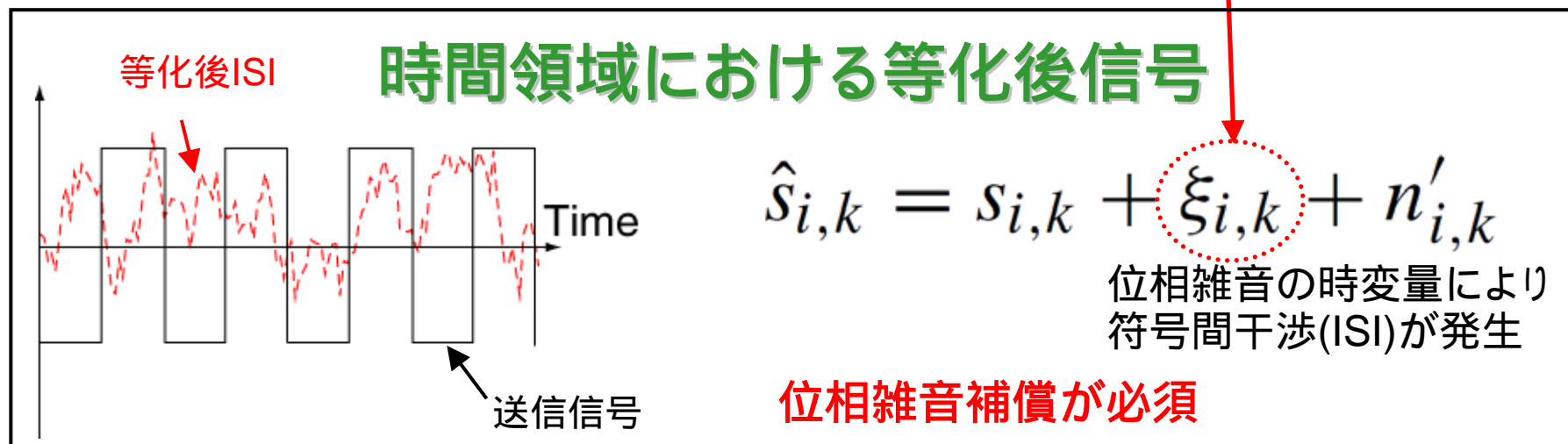


# SC-FDEにおける位相雑音の影響3



IFFT

全シンボルに影響



# 位相雑音の補償法

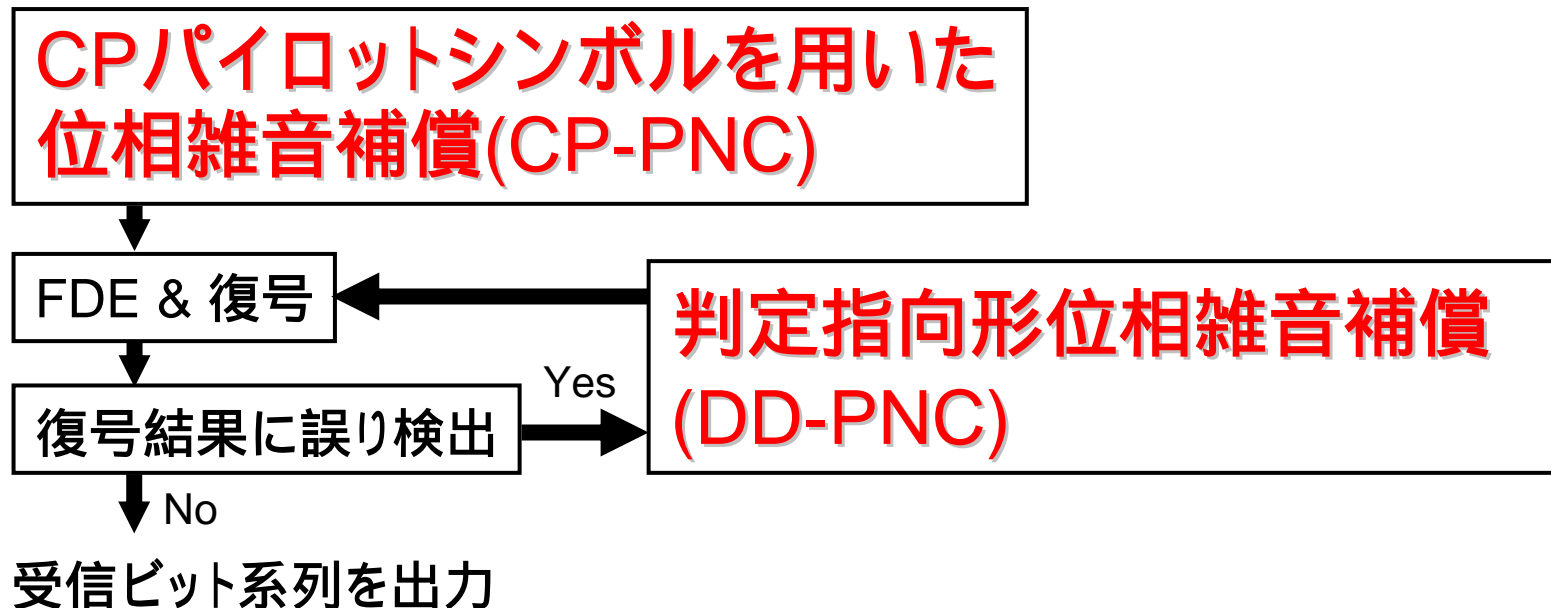
## ● 既存方式

- OFDM伝送系 : 繰り返し判定指向形位相雑音補償(DD-PNC)
- SC伝送系 : 位相雑音補償と判定帰還型等化器(DFE)の組み合わせ

👉 **問題点** : 長遅延のマルチパスに不適

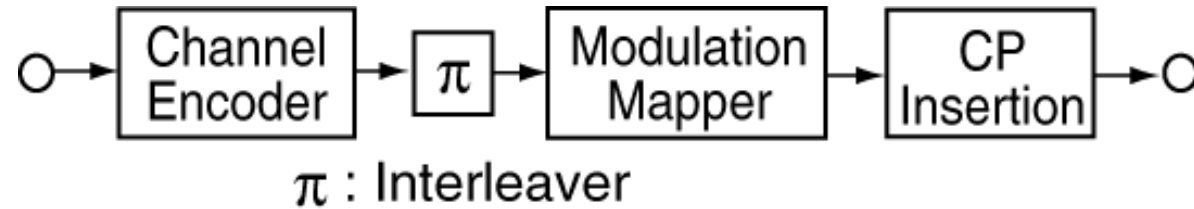
## ● 提案方式

SC-FDE受信機と位相雑音補償の組み合わせ

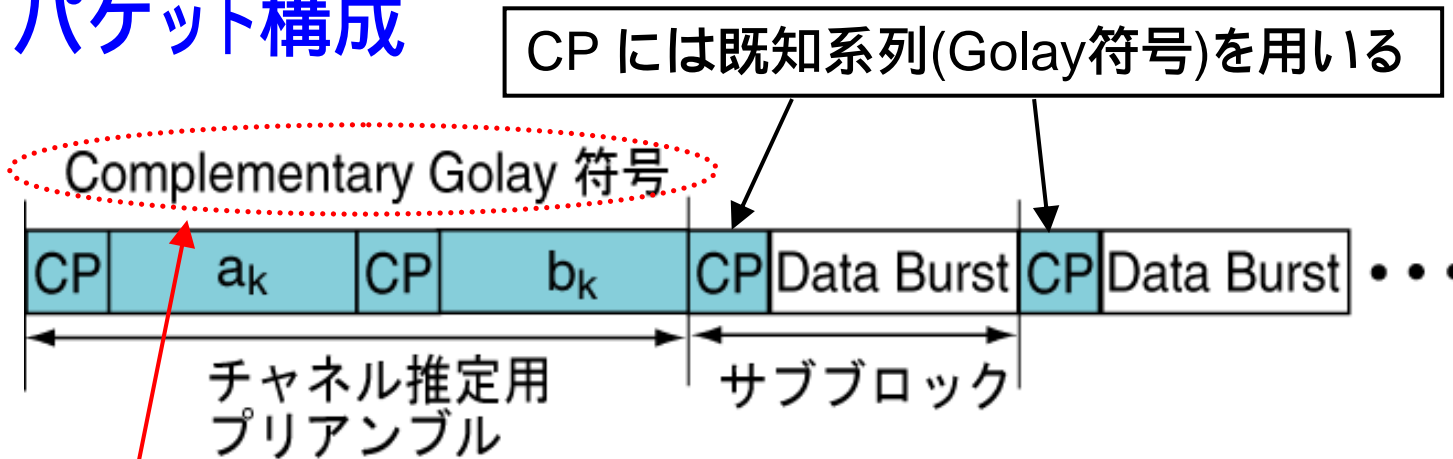




# SC-FDE送信機の構成



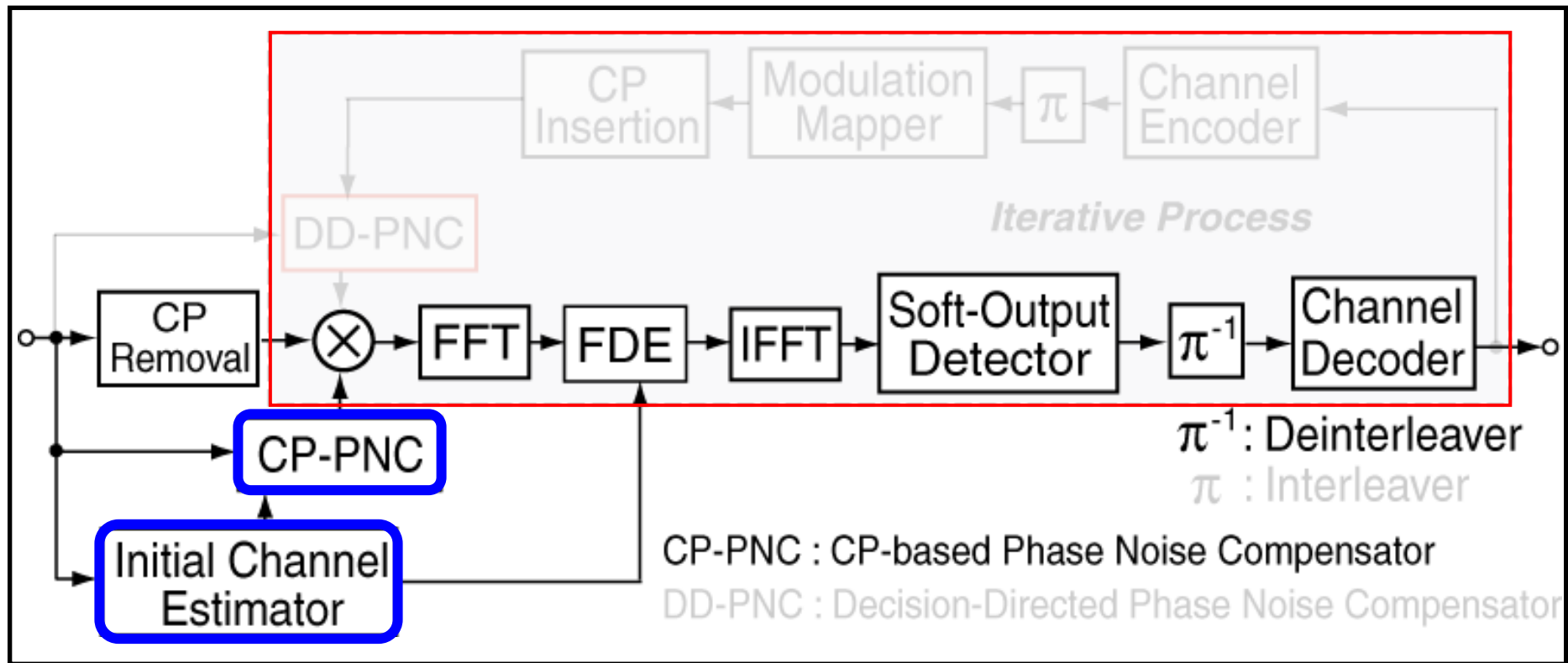
## パケット構成



$a_k$ の時間シフトした系列との自己相関と  
 $b_k$ の時間シフトした系列との自己相関との和が0になる系列

$$\frac{1}{2N} \left( \sum_{k'=0}^{N-1} a_{k'} a_{k'-l} + \sum_{k'=0}^{N-1} b_{k'} b_{k'-l} \right) = \begin{cases} 1 & l = 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

# SC-FDE受信機の構成



**初回処理:** CP-PNCと初回チャネル推定

復号結果に誤りがなければ終了

# 初回チャンネル推定

## 相互相関によるチャンネル推定

受信信号とプリアンブルとの相互相関値を計算

位相雑音を含む第  $l$  パスのチャンネル推定値:

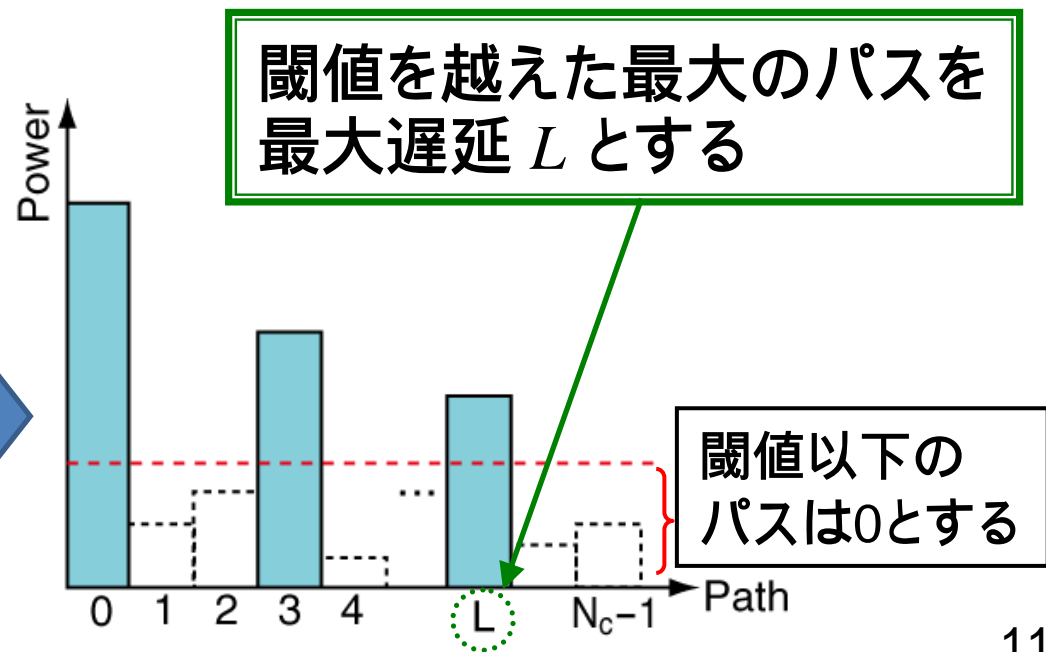
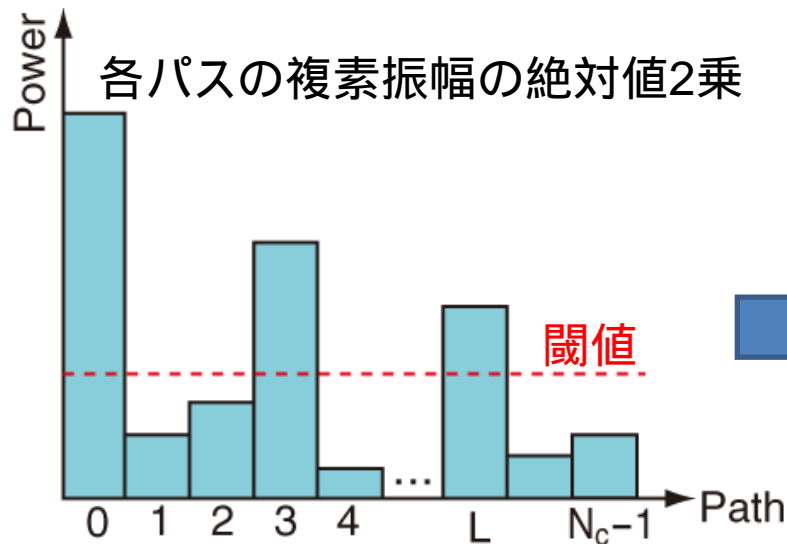
$$g_{i_p, l} = h_l \overline{\Phi}_{i_p} + v_{i_p, l}$$

↑  
プリアンブル区間における  
位相雑音の平均値

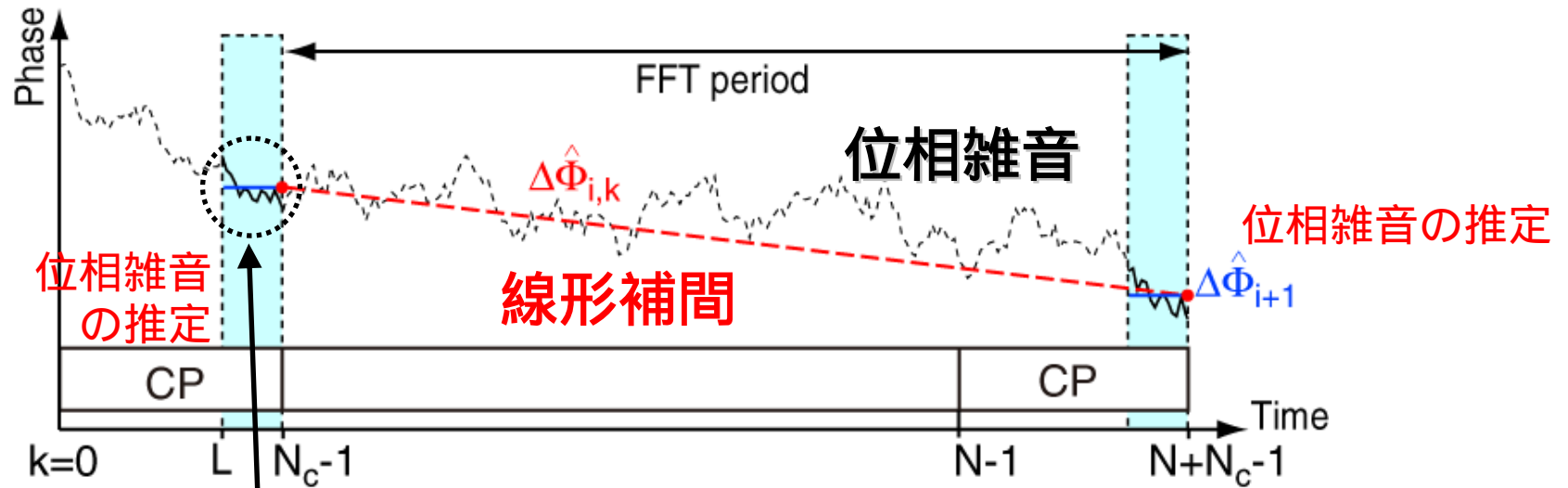
↑  
推定誤差

$i_p$ : プリアンブル区間の  
サブブロック

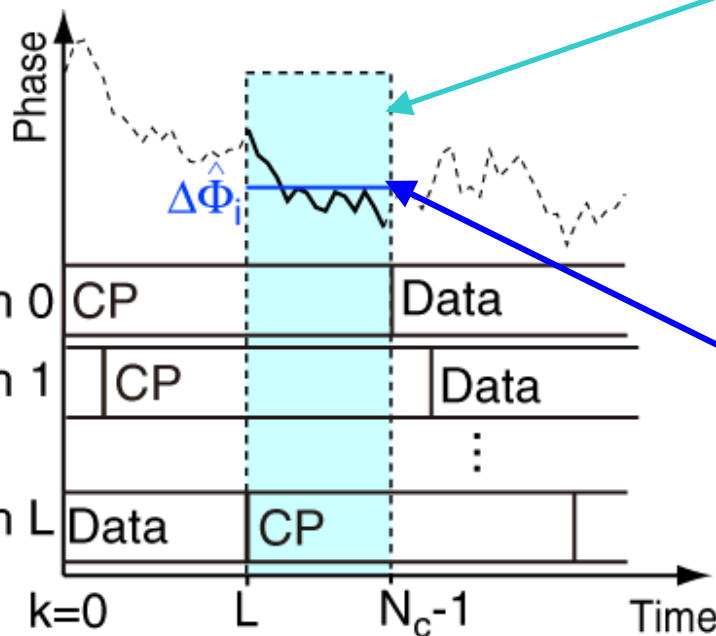
## パス検出



# CP-PNC



## 位相雑音の推定 ( , )



位相雑音を含まない受信信号レプリカ

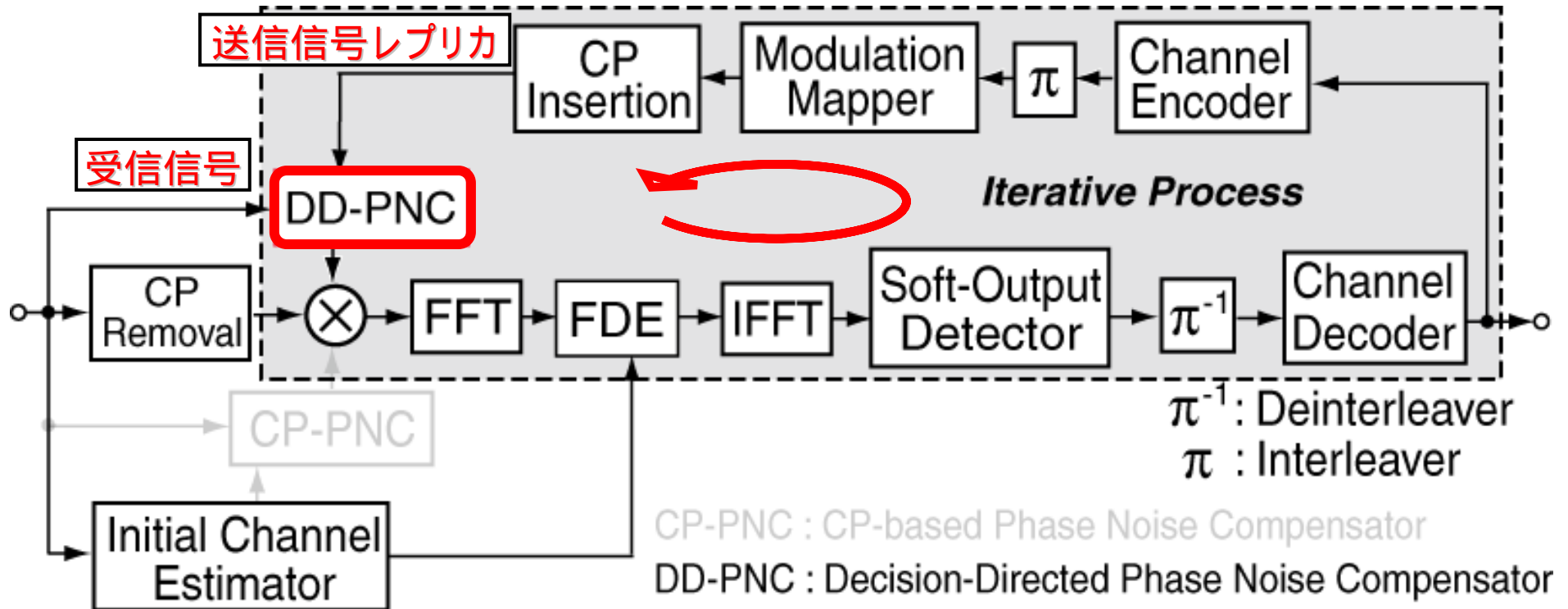
$$\hat{r}_{i,k} = \sum_{l=0}^L \underbrace{g_{i_p,l}}_{\text{チャンネル推定値}} \underbrace{c_{k-l}}_{\text{CP(既知)}}$$

初回チャンネル推定値からの  
相対位相回転量の平均値

$$\Delta\hat{\Phi}_i = \frac{1}{N_c - L} \sum_{k'=L}^{N_c-1} \frac{r_{i,k'} \hat{r}_{i,k'}^*}{|\hat{r}_{i,k'}|^2 + \sigma_n^2}$$

# 繰り返し処理

## SC-FDE受信機

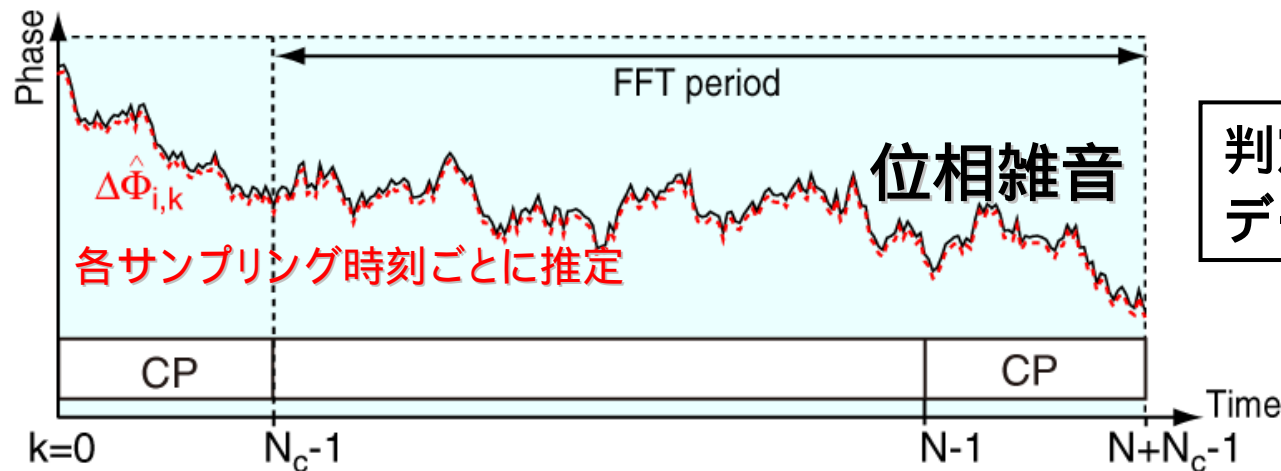


復号結果から送信信号レプリカを生成



各サンプリング時刻において位相雑音を推定

# DD-PNC



判定信号を用いることで  
データ区間の推定が可能

- 1タップのLMSアルゴリズムによる位相雑音の推定

推定値:  $\Delta \hat{\Phi}_{i,k}$

$$e_{i,k} = r_{i,k} - w_{i,k}^* \hat{r}_{i,k}$$

$$w_{i,k+1} = w_{i,k} + \underbrace{\mu_{\phi}}_{\text{ステップサイズ}} \hat{r}_{i,k} e_{i,k}^*$$

受信信号レプリカ

$$\hat{r}_{i,k} = \sum_{l=0}^L g_{i_p,l} \hat{s}_{i,k-l}$$

チャンネル推定値と  
送信信号レプリカ

- スムージング

推定値を逆方向から逐次的に指数重み付け平均する

# シミュレーション条件

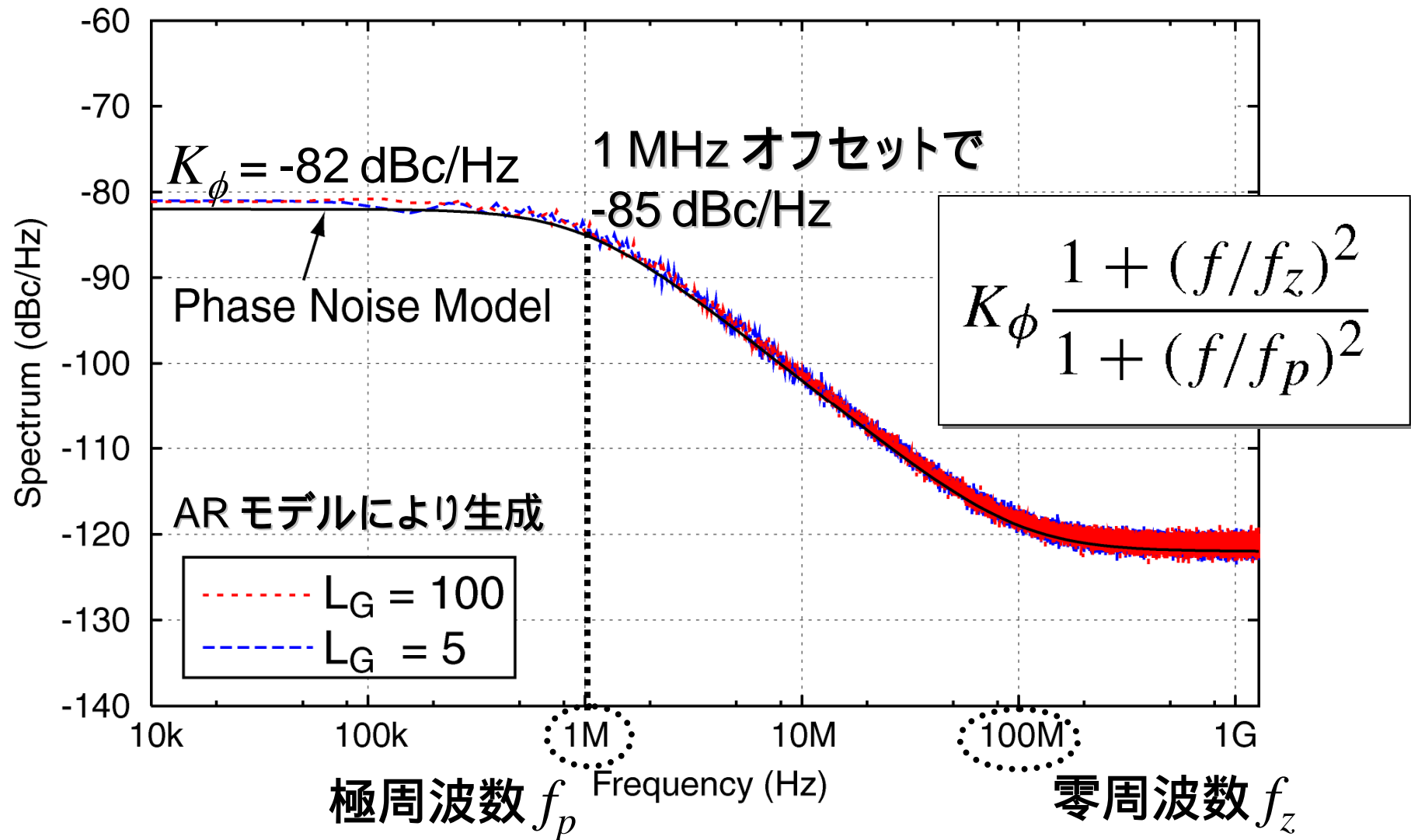
IEEE802.15.3cの仕様にほぼ準拠

伝送方式	SC-FDE	OFDM
サンプリング周波数	1.73 GHz	2.56 GHz
パケット長	2.66 $\mu$ s	2.70 $\mu$ s
プリアンブル区間	4 サブブロック	2 OFDM シンボル
データ区間	14 サブブロック	10 OFDM シンボル
FFT ポイント数 $N$	256	512
CP サンプル数 $N_c$	16	64
データ伝送使用数	240	336
変調方式	16QAM, 64QAM	
誤り訂正	畳み込み符号 ( $R = 3/4$ )	
最大伝送速度	7.29 Gb/s	6.72 Gb/s
復号	軟判定ビタビ復号	
パス検出 $\alpha$	0.003	0.003
ステップサイズ $\mu_\phi$	0.03–0.13	0.01–0.4
伝搬モデル	仲上-ライスフェージング LOS 成分: $K = 10$ dB NLOS 成分: 5 パス	

IEEE802.15.3cの  
SC-FDEはQPSK

準静的  
フェージング

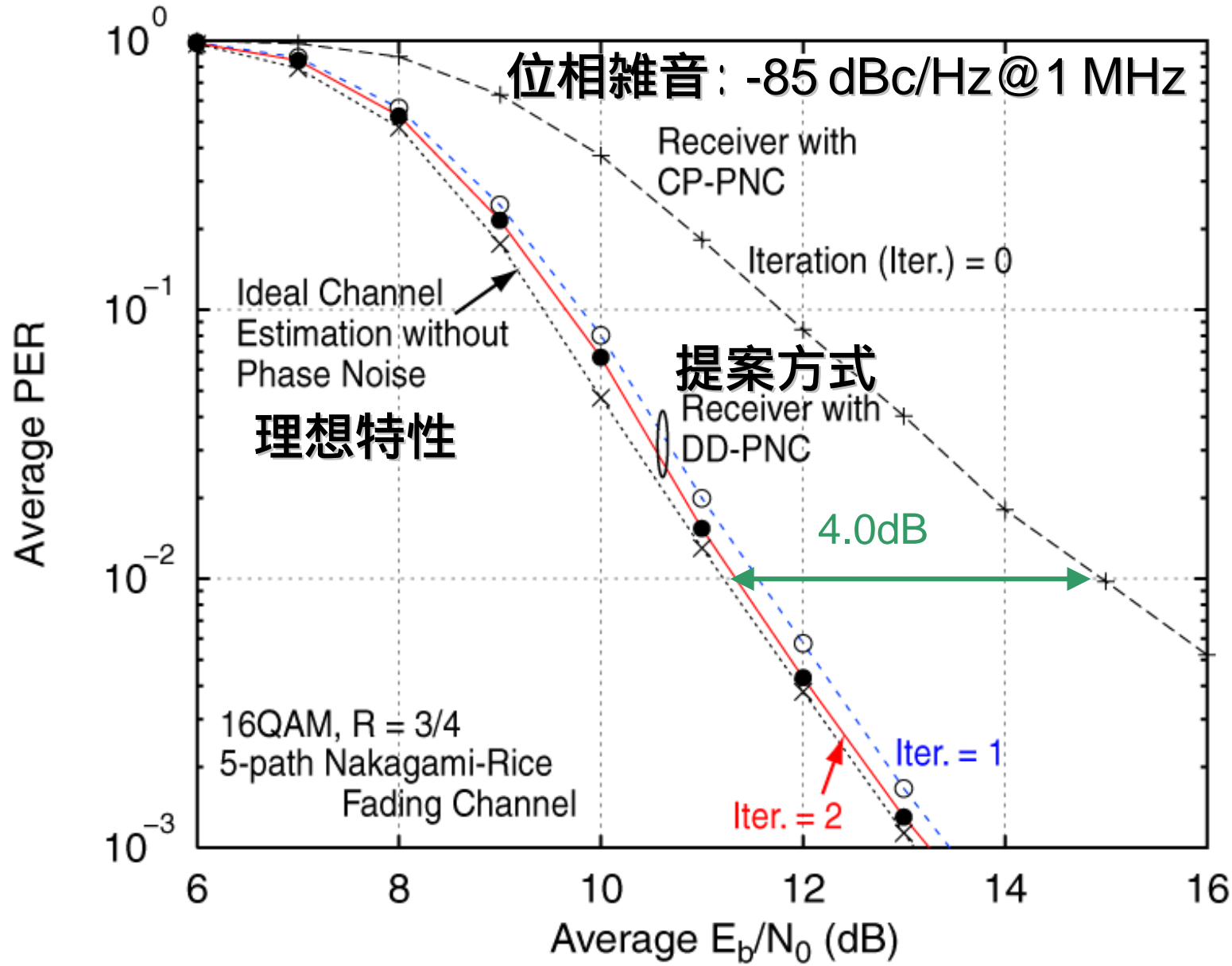
# 位相雑音モデルと生成



$K_\phi$  を変えて位相雑音レベルを変更

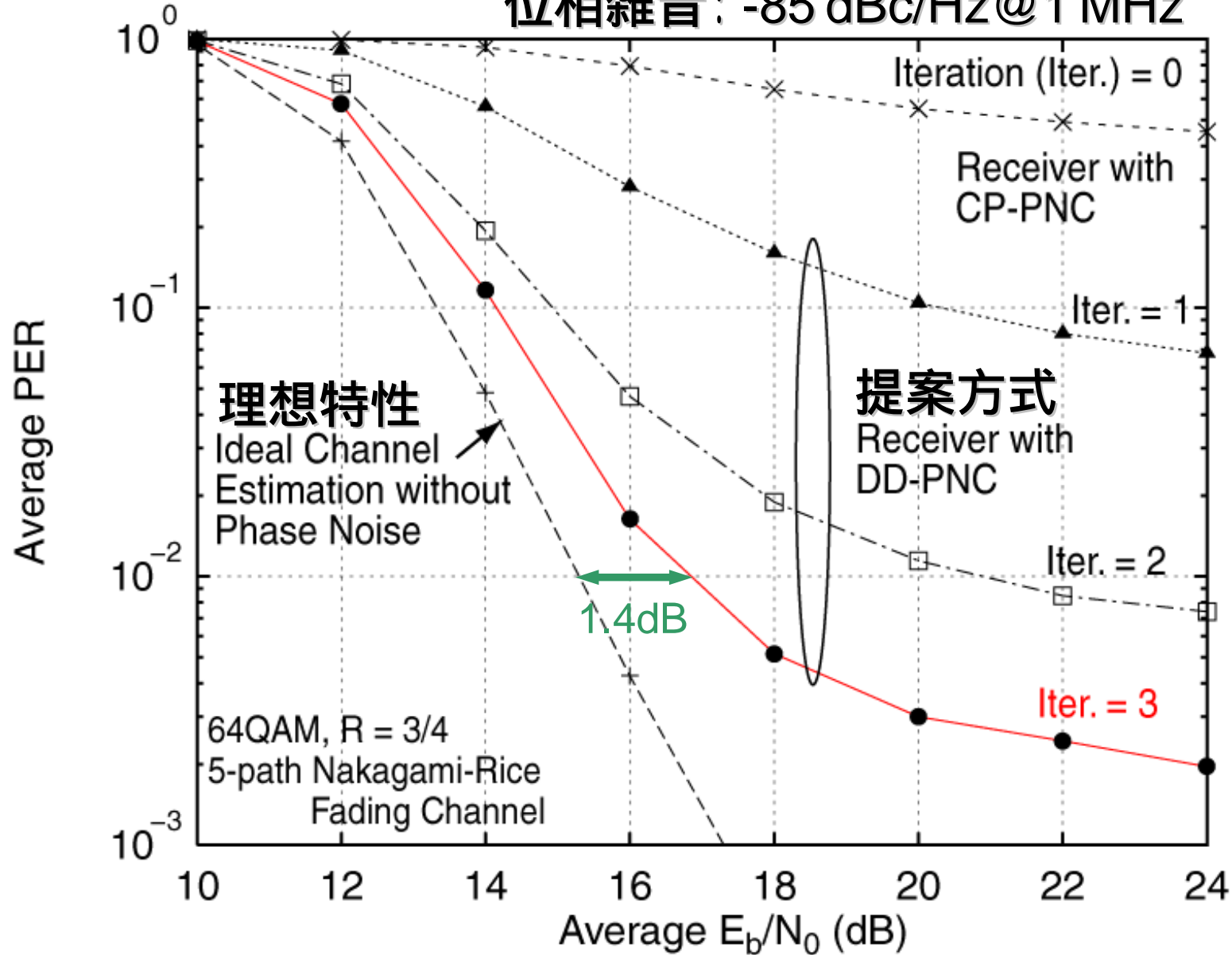


# 16QAMのパケット誤り率(PER)特性

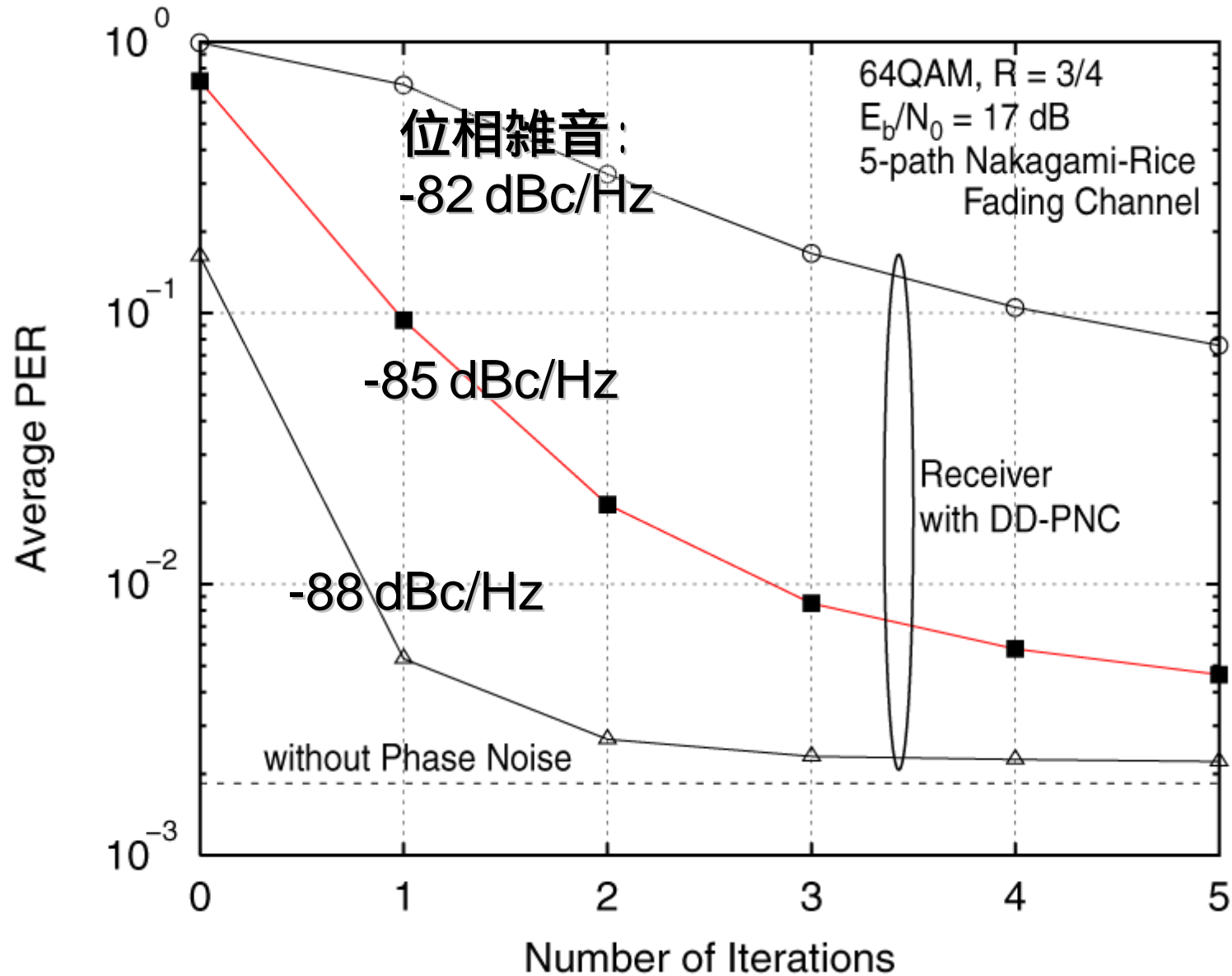


# 64QAMのPER

位相雑音: -85 dBc/Hz@1 MHz

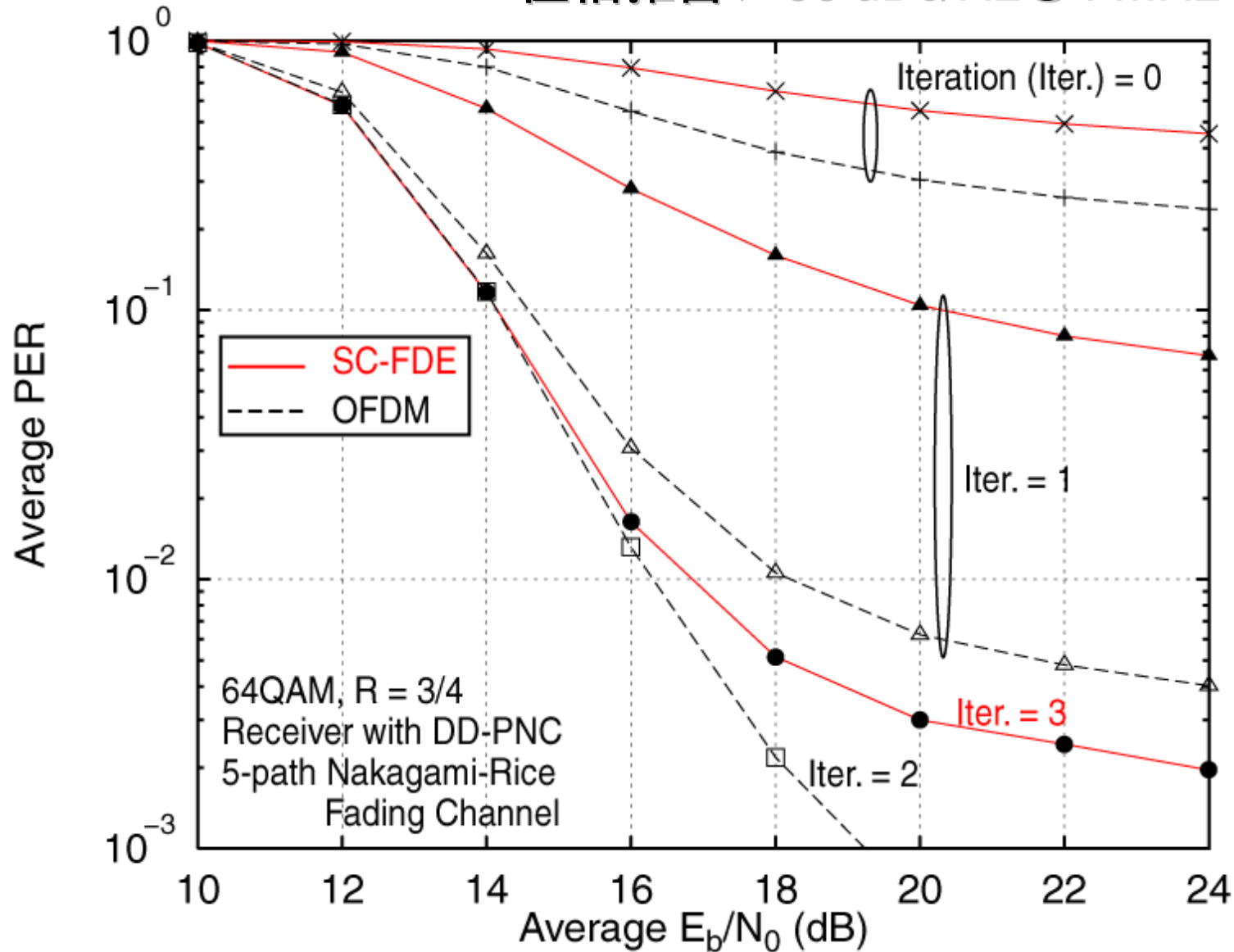


# 繰り返し回数とPERの関係



# OFDMとの比較

位相雑音: -85 dBc/Hz @ 1 MHz



# SC-FDEとOFDMの比較

今回のシミュレーションではSC-FDEとOFDMの仕様が異なるため、同じ条件での比較になっていない

- **初回位相雑音補償**

- SC-FDE : CP-PNCはサブブロックの先頭と最後がパイロット
- OFDM : 周波数領域に分散してパイロットを配置

OFDMの方が初回の補償能力が高い

- **FFTポイント数**

- SC-FDE : FFTポイント数 256 , FFT周期 148 ns
- OFDM : FFTポイント数 512 , FFT周期 200 ns

OFDMの方が位相雑音の影響を強く受ける

# まとめ

ミリ波 SC 伝送における位相雑音を補償するため、**DD-PNC**を用いたSC-FDE受信機を提案

- **CP-PNC** は、初回処理においてCPを用いて位相雑音を推定
- **DD-PNC** は、繰り返し処理において復号器出力を用いて位相雑音を推定

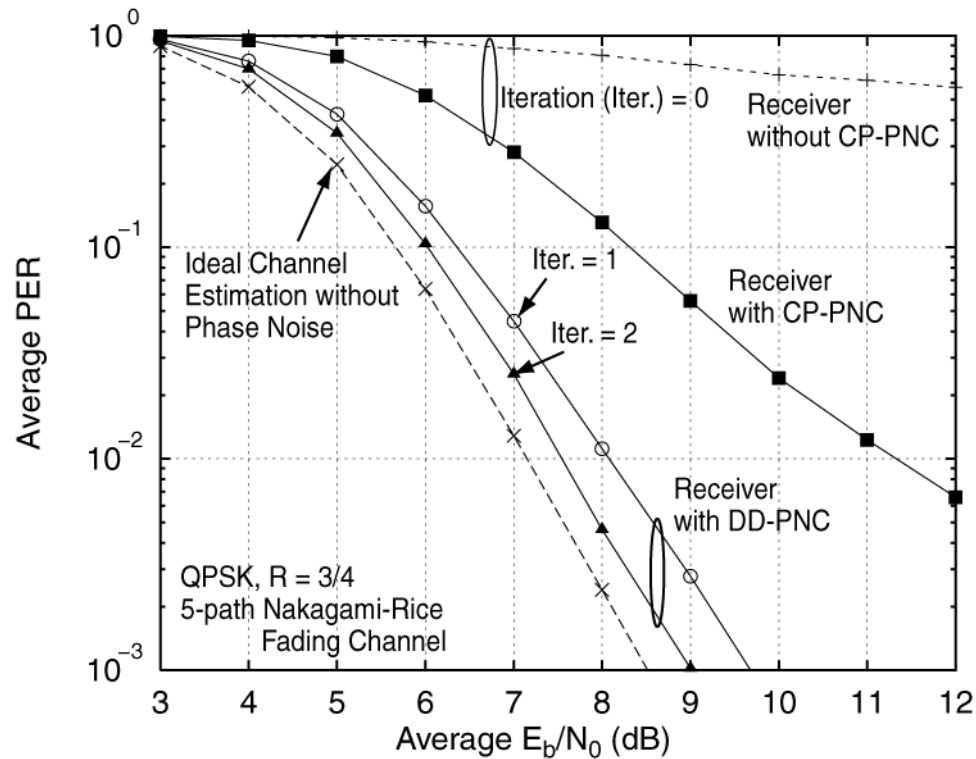
計算機シミュレーションにより提案手法の有効性を確認

- 位相雑音が 1 MHz オフセットで -85 dBc/Hz のとき  
R = 3/4, 64QAM において, 3回の繰り返しで完全に補償
- OFDM伝送と比較して, 位相雑音の影響を大きく受けるため,  
繰り返し回数が多く必要

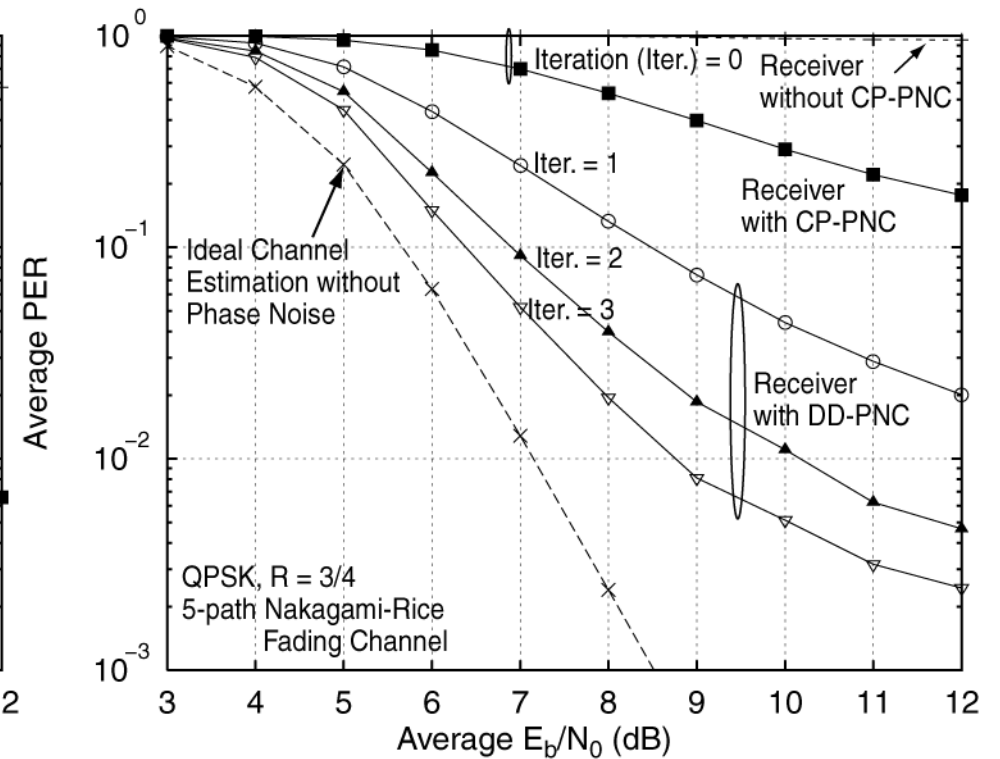


# QPSKのPER

位相雑音: -79 dBc/Hz @ 1 MHz



位相雑音: -76 dBc/Hz @ 1 MHz





# 位相雑音の生成モデル

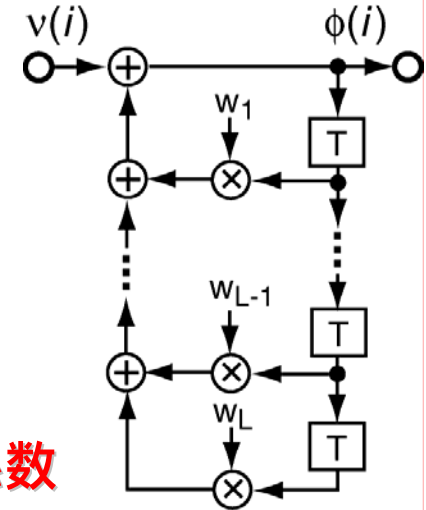
自己回帰 (AR) モデルによる位相雑音の生成

時刻  $i$  における位相雑音  $\phi(i)$

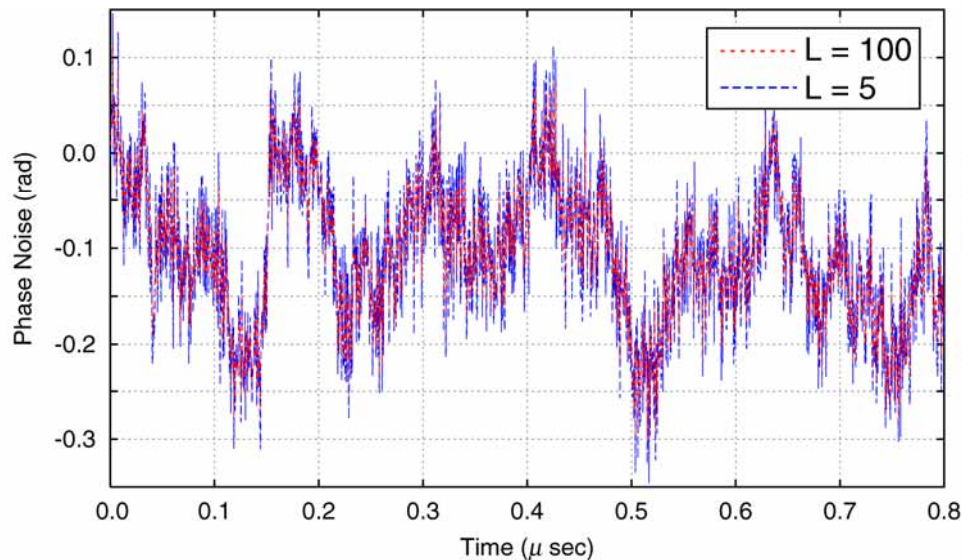
$$\phi(i) = \sum_{l=1}^L w_l^* \phi(i-l) + v(i)$$

白色雑音

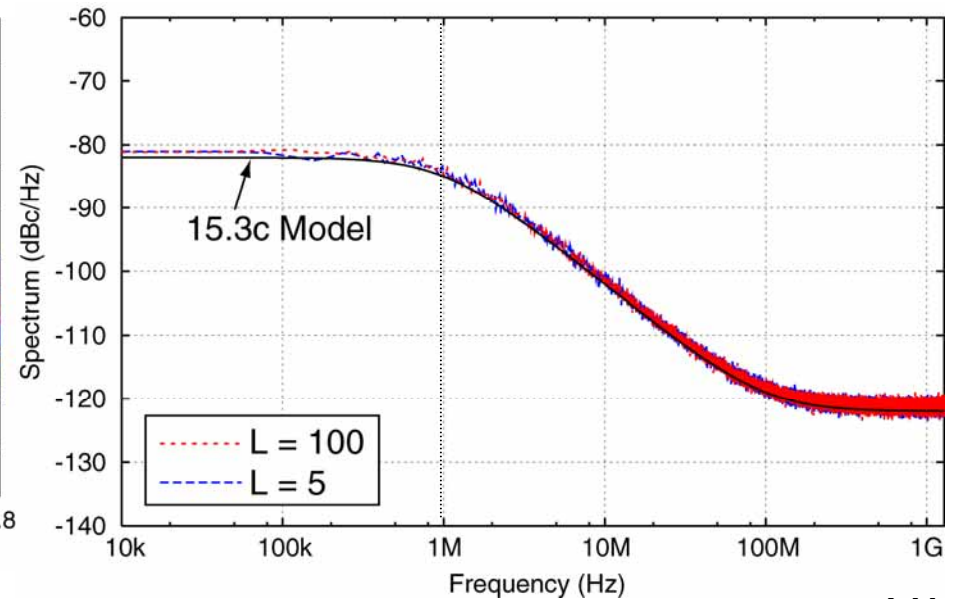
スペクトル特性から得られる,  
時間相関関数により決定する係数



生成した位相雑音



スペクトル特性



## - 位相雑音の補償

補償後の受信信号:  $r'_{i,k} = r_{i,k} \Delta \hat{\Phi}_{i,k}^*$

$$|g_{i_p,l}|^2 < \alpha(\sigma_n^2 + \sigma_\phi^2)$$

$\sigma_n^2$  : 雑音の分散  
 $\sigma_\phi^2$  : 位相雑音の分散

不等式を満たすとき  $g_{i_p,l} = 0$  とし, パスが存在しないものとする

第  $i$  サブブロック, 第  $k$  シンボルにおける受信信号

$$r_{i,k} = (\bar{\Phi}_i + \Phi_{i,k}) \sum_{d=0}^{D-1} h_d s_{i,k-d} + n_{i,k}$$

第  $i$  サブブロック内での  
 $e^{j\phi_{i,k}}$  の平均値

各サンプリング時刻  
における  $\bar{\Phi}_i$  からの差分

SC-FDEにおける位相雑音補償法を検討