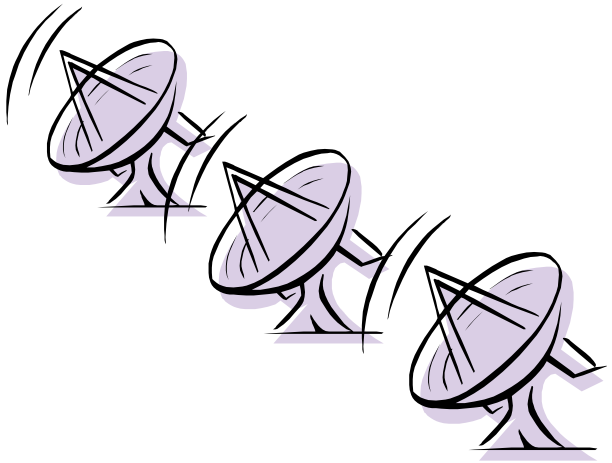
AP研歴史チュートリアルワークショップ
2022/3/9

信号処理アンテナの歴史と将来展望

菊間信良
名古屋工業大学



内容

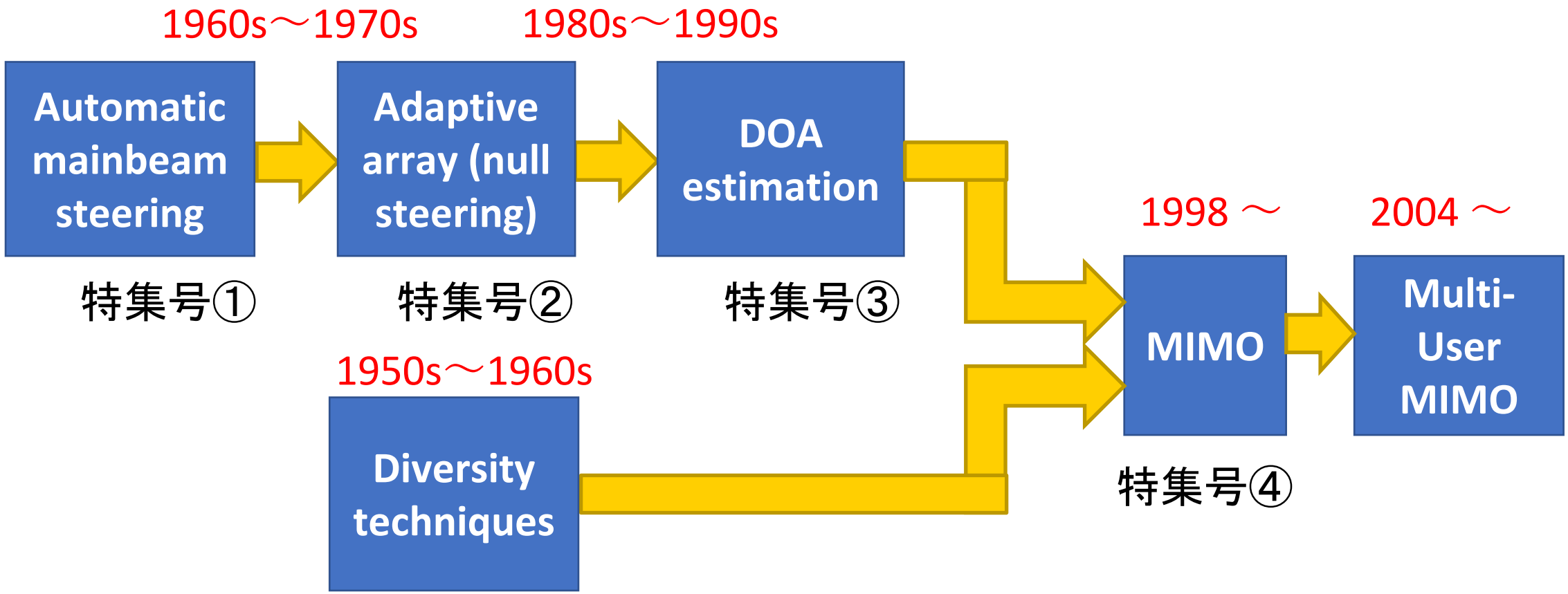
1. 信号処理アンテナの変遷の概要
2. アダプティブアレーアンテナ
3. MIMO技術（送信と受信の連携）
4. マルチユーザMIMO（SDMA）技術
5. 将来展望（Massive MIMO，Hybrid MIMOなど）

1　信号処理アンテナの変遷の概要

【ポイント】

どのようにアンテナに信号処理機能が付加されてきたか

信号処理アンテナの変遷



例えば,
D.G.Brennan, "Linear Diversity Combining Techniques,"
Proceedings of the IRE, Vol.47, No.6, pp.1075-1102, June 1959.

IEEE AP Transactions の特集号

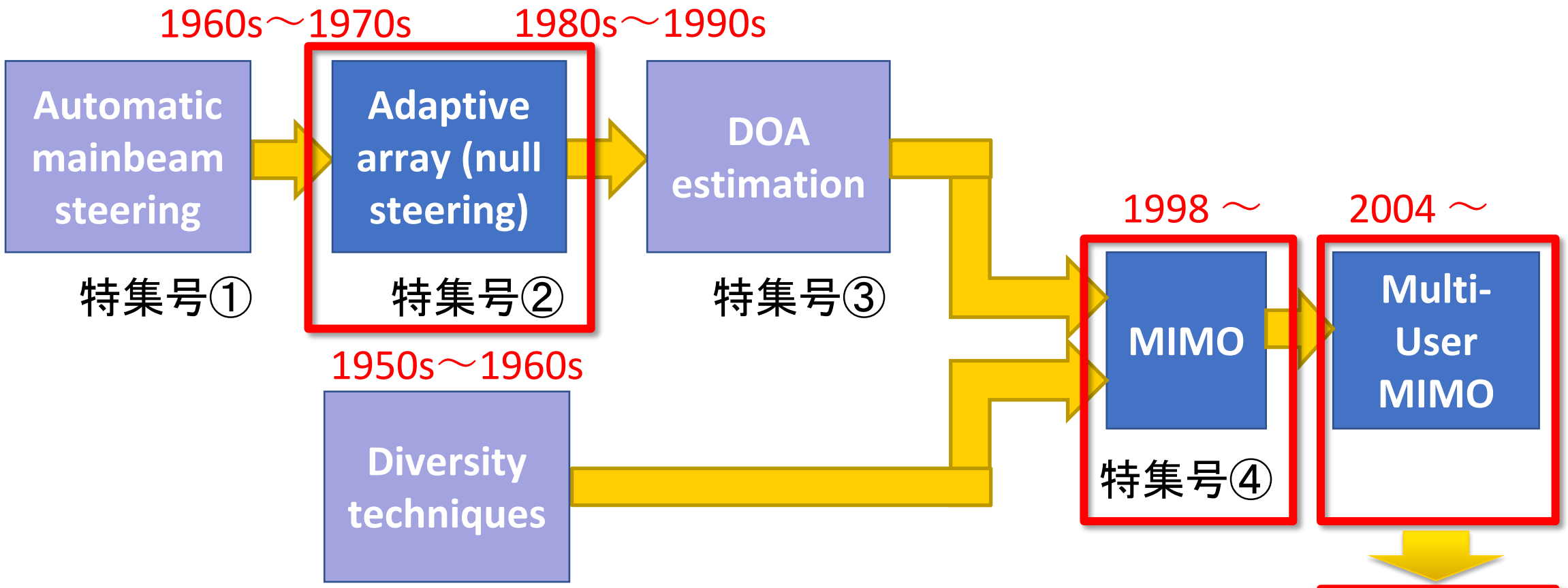
① 1964: Special Issue on **Active and Adaptive Antennas**
https://ieeexplore.ieee.org/xpl/tocresult.jsp?isnumber=25413&punumber=8
Retrodirective array etc. ⇒ Automatic mainbeam steering

② 1976: Special Issue on **Adaptive Antennas**
https://ieeexplore.ieee.org/xpl/tocresult.jsp?isnumber=25556&punumber=8
Adaptive interference nulling systems

③ 1986: Special Issue on **Adaptive Processing Antenna Systems**
https://ieeexplore.ieee.org/xpl/tocresult.jsp?isnumber=25667&punumber=8
DOA (Direction-of-Arrival) estimation

④ 2012: Special Issue on **Multiple-Input Multiple-Output (MIMO)**
https://ieeexplore.ieee.org/xpl/tocresult.jsp?isnumber=6142627
1) Antenna design, modeling, and analysis, 2) Channel sounding and modeling, and 3) System performance evaluation.

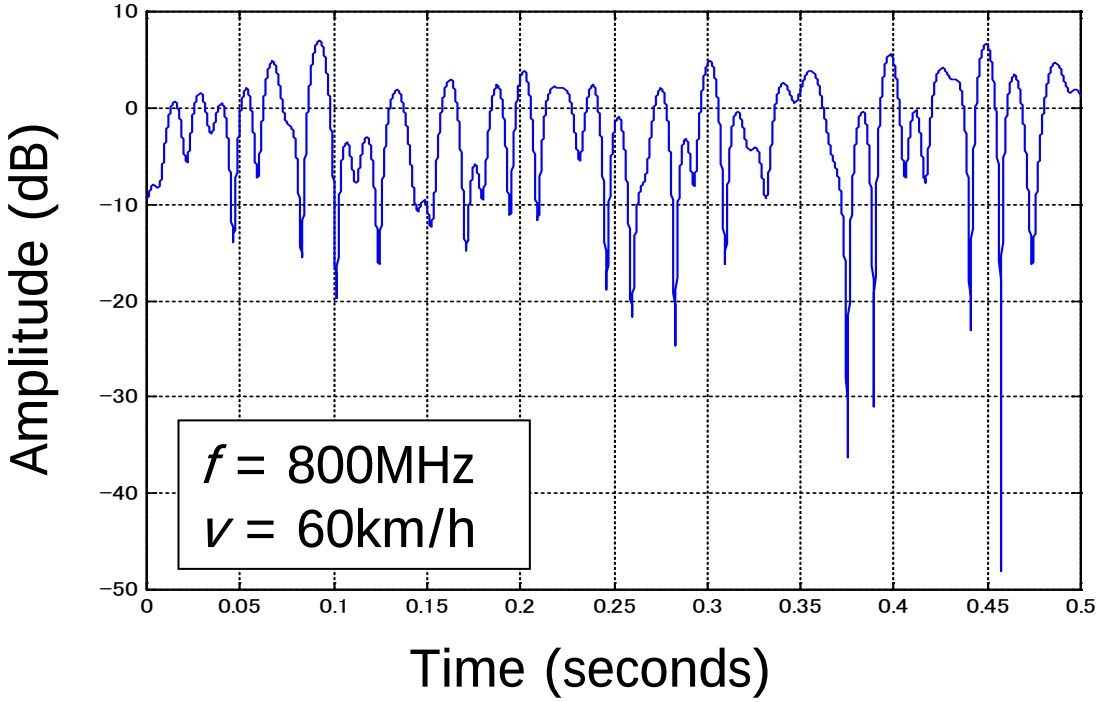
信号処理アンテナの変遷（講演の流れ）

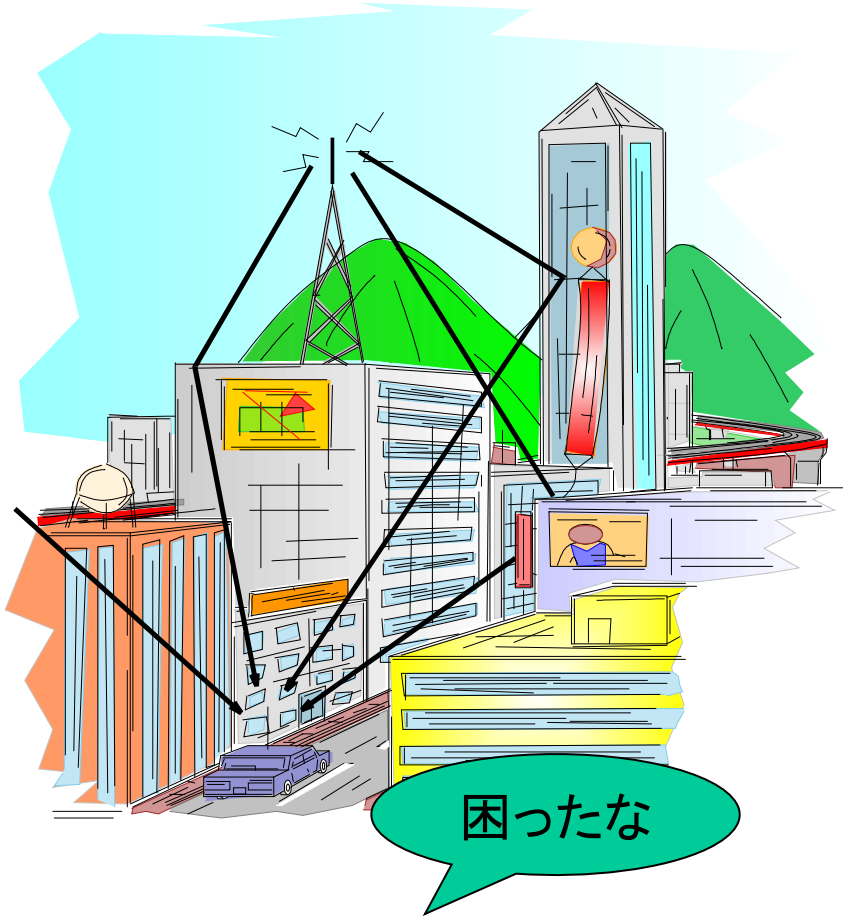


例えば,
D.G.Brennan, "Linear Diversity Combining Techniques,"
Proceedings of the IRE, Vol.47, No.6, pp.1075-1102, June 1959.

移動体通信における電波伝搬

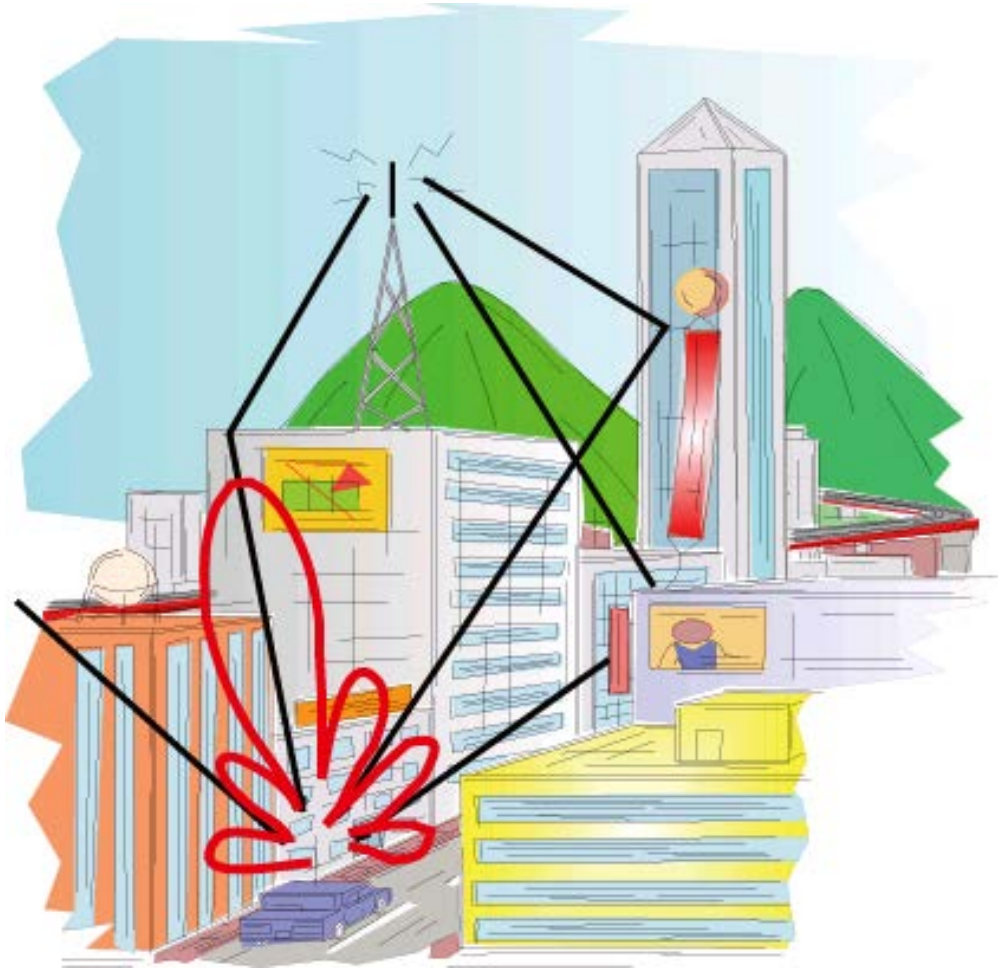
- 見通し外通信
- 反射波･回折波･散乱波の発生
- 激しいレベル変動



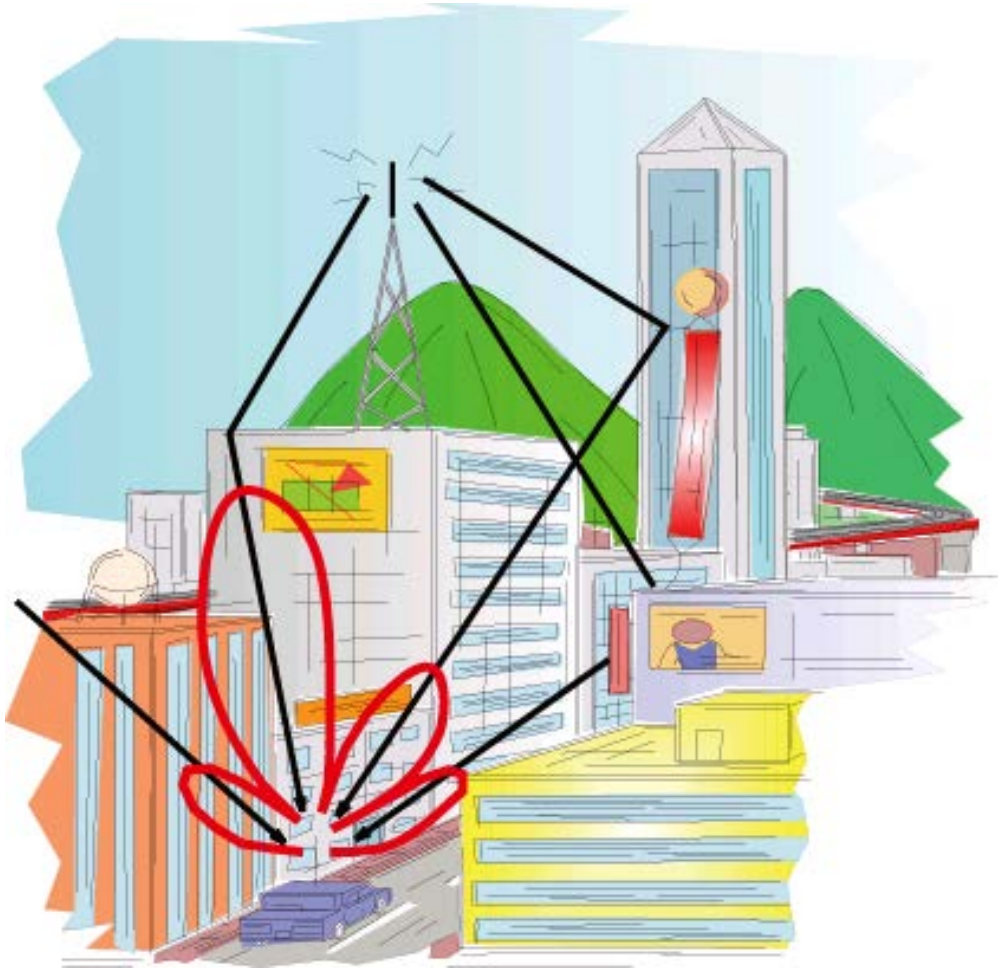


フェージングが発生！

アンテナの指向性制御による最適受信



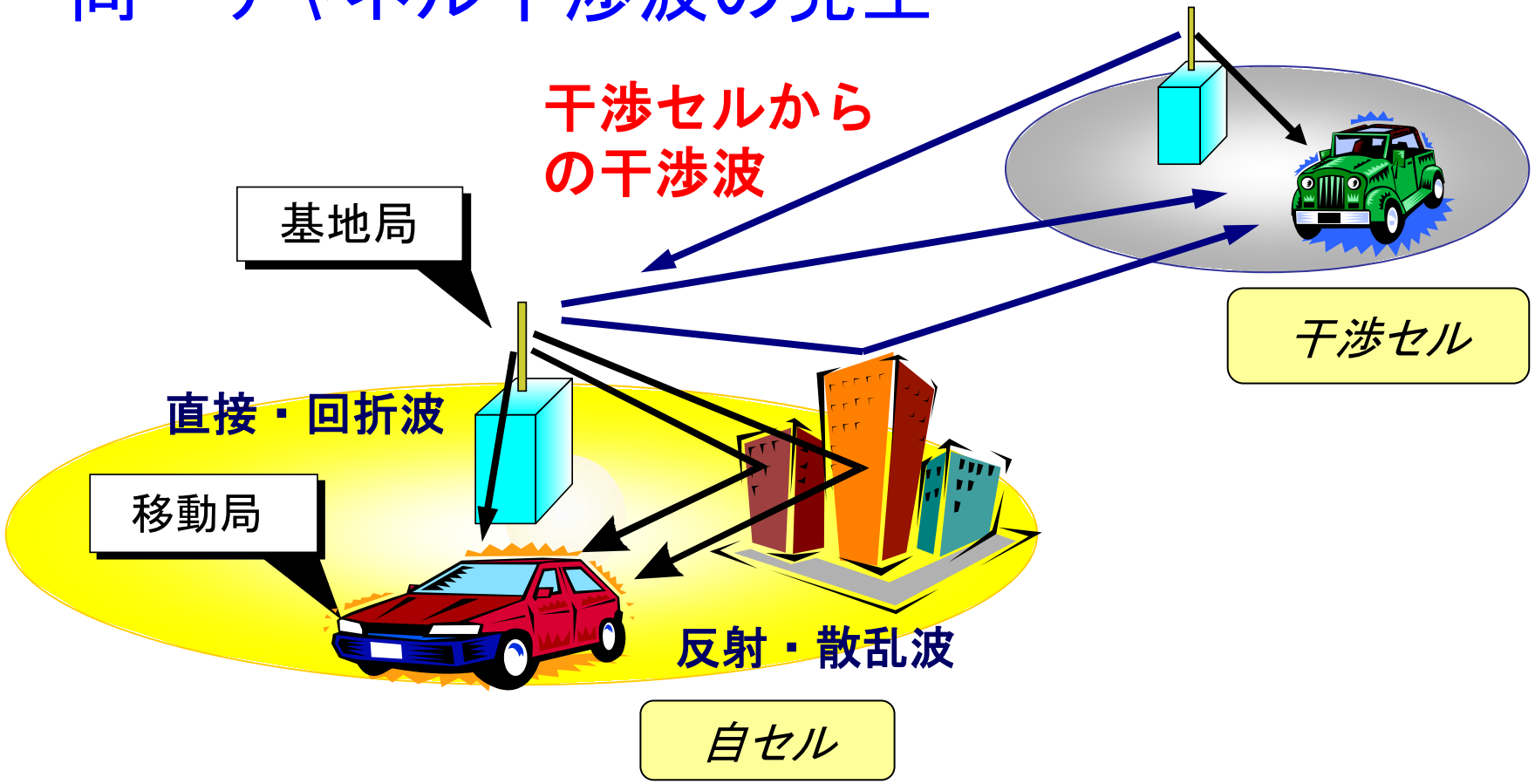
1波のみにメインローブを向け，
他にはヌルを向ける



全ての波を受信し，同相合成する

セル方式通信における電波伝搬

- 周波数有効利用（繰り返し利用）
- 同一チャネル干渉波の発生



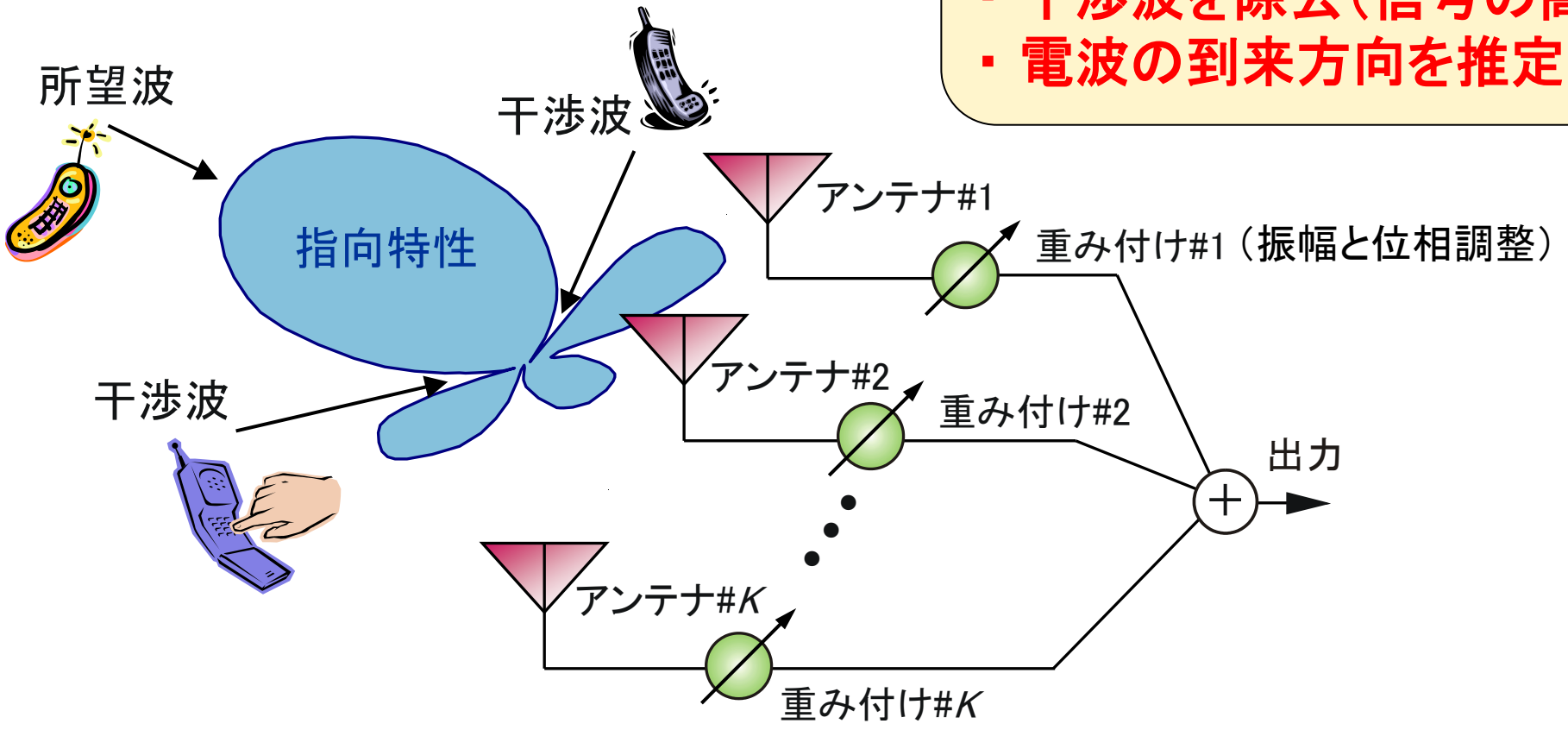
アンテナシステムに期待される技術

- フェージング克服（有効利用）技術
- 同一チャネル干渉除去技術

アレーアンテナの指向特性や偏波特性
を利用した
アレー適応信号処理（アンテナの最適化）

アレーアンテナと信号処理

複数のアンテナからの受信信号を
信号処理することによって，
・干渉波を除去（信号の高品質化）
・電波の到来方向を推定

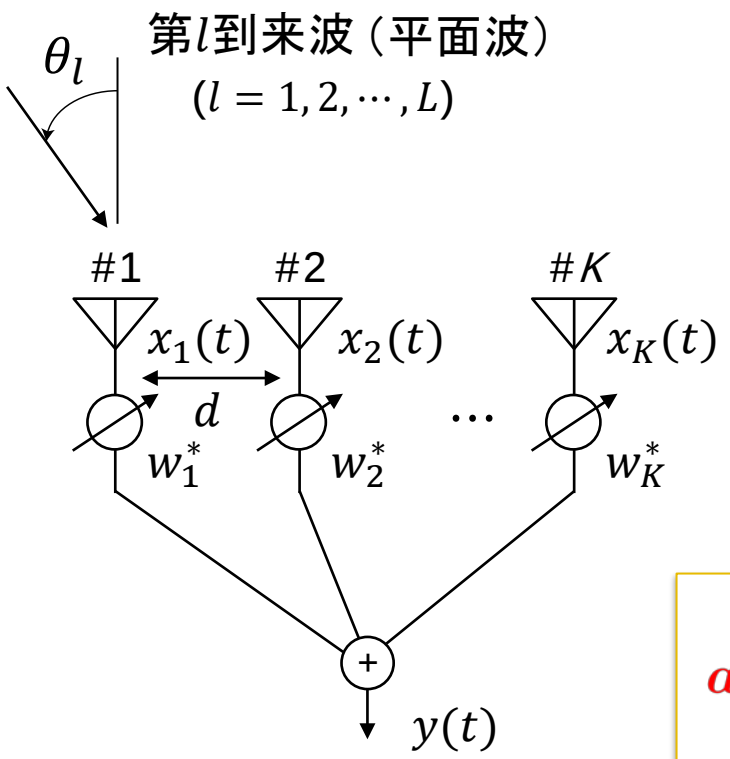


2 アダプティブアレーアンテナ

【ポイント】

- アレー各素子の重み付けをどのように決めるか
- 解析のための受信信号等のベクトル・行列表記

等間隔リニアアレーと受信信号



各アンテナ素子の受信信号

$$
\begin{array}{ccccc}
x_1(t) & x_2(t) & \cdots & x_K(t) \\
\| & \| & & \| \\
s_1(t) & s_1(t)\exp\left\{-j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta_1\right\} & \cdots & s_1(t)\exp\left\{-j\frac{2\pi}{\lambda}(K-1)d\sin\theta_1\right\} \\
+ & + & & + \\
s_2(t) & s_2(t)\exp\left\{-j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta_2\right\} & \cdots & s_2(t)\exp\left\{-j\frac{2\pi}{\lambda}(K-1)d\sin\theta_2\right\} \\
+ & + & & + \\
\vdots & \vdots & & \vdots \\
+ & + & & + \\
s_L(t) & s_L(t)\exp\left\{-j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta_L\right\} & \cdots & s_L(t)\exp\left\{-j\frac{2\pi}{\lambda}(K-1)d\sin\theta_L\right\}
\end{array}
$$

L波の合成

$$
\boldsymbol{a}(\theta_l) = \left[1, \exp\left\{-j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta_l\right\}, \cdots, \exp\left\{-j\frac{2\pi}{\lambda}(K-1)d\sin\theta_l\right\}\right]^T
$$

アレー応答ベクトル，モードベクトル，ステアリングベクトル

K素子等間隔リニアアレーと
到来波（L：到来波数，d：素子間隔）

$\theta_1,\ \theta_2,\ \cdots\ \theta_L$:各到来波の到来角

$s_1(t),\ s_2(t),\ \cdots\ s_L(t)$:第1素子における各到来波の信号

アレーアンテナの受信信号のベクトル表記

入力ベクトル（受信ベクトル）:

$$
\begin{aligned}
\boldsymbol{x}(t) &= [x_1(t),\ x_2(t),\ \cdots,\ x_K(t)]^T \\
&= \sum_{l=1}^{L} s_l(t)\boldsymbol{a}(\theta_l) = [\boldsymbol{a}(\theta_1), \cdots, \boldsymbol{a}(\theta_L)] \begin{bmatrix} s_1(t) \\ \vdots \\ s_L(t) \end{bmatrix} \\
&= \boldsymbol{A}\boldsymbol{s}(t)
\end{aligned}
$$

$\boldsymbol{A} = [\boldsymbol{a}(\theta_1),\ \boldsymbol{a}(\theta_2),\ \cdots,\ \boldsymbol{a}(\theta_L)]$:アレー応答行列，モード行列，ステアリング行列

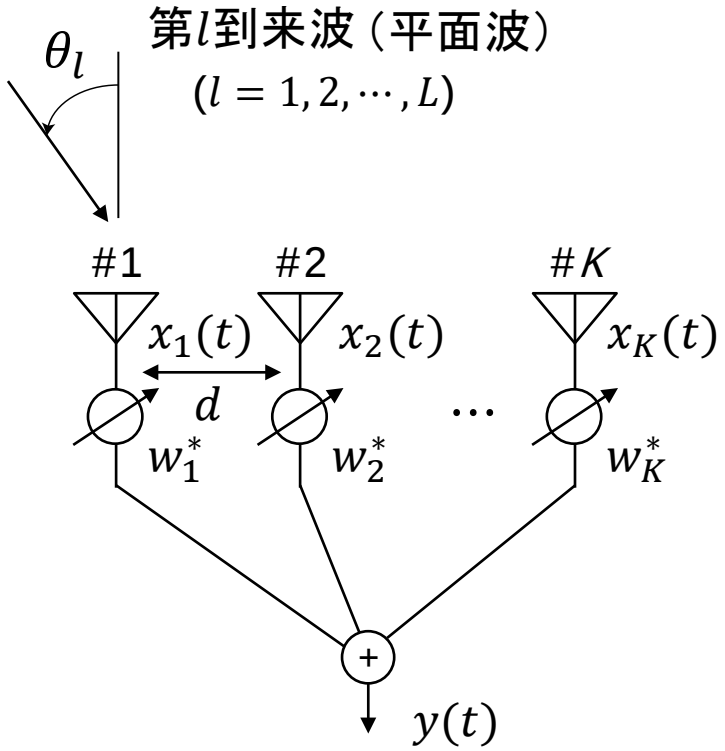
$\boldsymbol{s}(t) = [s_1(t),\ s_2(t),\ \cdots,\ s_L(t)]^T$:信号ベクトル

内部雑音が存在する場合は

$$\boxed{\boldsymbol{x}(t) = \boldsymbol{A}\boldsymbol{s}(t) + \boldsymbol{n}(t)}$$

$\boldsymbol{n}(t)$:内部雑音ベクトル

アレーアンテナ解析のための諸量のベクトル・行列表現



K素子等間隔リニアアレーと
到来波（L：到来波数，d：素子間隔）

ウエイトベクトル：　$\boldsymbol{w} = [w_1,\ w_2,\ \cdots,\ w_K]^T$

アレー出力信号：　$y(t) = \boldsymbol{w}^H \boldsymbol{x}(t) = \boldsymbol{x}^T(t)\boldsymbol{w}^*$

アレー出力電力：　$P = E[|y(t)|^2] = \boldsymbol{w}^H \boldsymbol{R}_{xx} \boldsymbol{w}$

アレー相関行列：

$$\boldsymbol{R}_{xx} = E[\boldsymbol{x}(t)\boldsymbol{x}^H(t)] = \boldsymbol{A}\boldsymbol{S}\boldsymbol{A}^H + \sigma^2 \boldsymbol{I}$$

信号相関行列：　$\boldsymbol{S} = E[\boldsymbol{s}(t)\boldsymbol{s}^H(t)]$

T：転置
$*$：複素共役
H：複素共役転置

σ^2　：内部雑音電力

$E[\ ]$：期待値

アダプティブアンテナの主機能

- **アダプティブビームフォーミング**
  (adaptive beamforming)
  アレー指向性のメインビームを自動的に所望波方向に向け，追従させる.

- **アダプティブヌルステアリング**
  (adaptive null-steering)
  アレー指向性のヌル点を自動的に不要波方向に向け，追従させる.

代表的なアダプティブアンテナ

- 最小2乗誤差法（MMSE）
- 最大SNR法（MSN）
- 拘束付電力最小化法（CMP）
  - 方向拘束付出力電力最小化法（DCMP, MVDR）
  - パワーインバージョン（PI）
- 包絡線一定化法（CMA）

MMSE: Minimum Mean Square Error, MSN: Maximum Signal-to-Noise Ratio,
CMP: Constrained Minimization of Power, DCMP: Directionally Constrained Minimization of Power,
MVDR: Minimum Variance Distortionless Response, PI: Power Inversion
CMA: Constant Modulus Algorithm

各種アダプティブアンテナの特徴

不要波および雑音を含んだ電波環境から所望波を
区別するための所望波に関する事前の知識

	ビーム形成	ヌル形成	予備知識	変調方式	不要波	適用領域
MMSE	○	○	所望波のレプリカ	(条件なし)	(条件なし)	移動通信，レーダ
MSN	×	○	所望波の到来角	(条件なし)	(条件なし)	固定通信，レーダ
DCMP	×	○	所望波の到来角	(条件なし)	(条件なし)	固定通信，レーダ
PI	△	○	(不要)	(条件なし)	1)不要波電力＞所望波電力 2)不要波数＝自由度	固定通信
CMA	○	○	(不要)	定包絡線変調	(条件なし)	移動通信

PI, CMA: ブラインドアダプティブアレーアンテナ(Blind Adaptive Array Antenna)

アダプティブアンテナの最適ウエイト(1)

θ_s:所望波の到来角
$\boldsymbol{a}(\theta_s)$:所望波ステアリングベクトル

一様励振(フェーズドアレー)

$$\max_{\boldsymbol{w}} \left(|\boldsymbol{w}^H \boldsymbol{a}(\theta_s)|^2\right) \quad \text{subject to} \quad \boldsymbol{w}^H \boldsymbol{w} = \text{const.}$$

所望波到来角θ_sが必要

$$\boldsymbol{w}_{opt} = \boldsymbol{a}(\theta_s)$$

θ_s方向にメインローブをもつ一様励振アレー

MMSEアダプティブアンテナ

参照信号とアレー出力の平均2乗誤差

$$\min_{\boldsymbol{w}} \left(E\left[|r(t) - y(t)|^2\right]\right) \qquad r(t)\text{: reference signal}$$

参照信号$r(t)$が必要

$$\boldsymbol{w}_{opt} = \boldsymbol{R}_{xx}^{-1} \boldsymbol{r}_{xr} \qquad \boldsymbol{r}_{xr} = E[\boldsymbol{x}(t) r^*(t)] \propto \boldsymbol{a}(\theta_s)$$

(相関ベクトル)

MSNアダプティブアンテナ

出力SINR(ただし，分母に所望波を含む)

$$\max_{\boldsymbol{w}} \left(\frac{|\boldsymbol{w}^H \boldsymbol{a}(\theta_s)|^2}{\boldsymbol{w}^H \boldsymbol{R}_{xx} \boldsymbol{w}}\right)$$

所望波到来角θ_sが必要

$$\boldsymbol{w}_{opt} = \boldsymbol{R}_{xx}^{-1} \boldsymbol{a}(\theta_s)$$

アダプティブアンテナの最適ウエイト(2)

DCMPアダプティブアンテナ(MVDRビームフォーマ)

$$\min_{\boldsymbol{w}} \left(\boldsymbol{w}^H \boldsymbol{R}_{xx} \boldsymbol{w}\right) \quad \text{subject to} \quad \underline{\boldsymbol{w}^H \boldsymbol{a}(\theta_s) = h(\text{const.})}$$

所望波到来角θ_sが必要

$$\boldsymbol{w}_{opt} = \gamma \boldsymbol{R}_{xx}^{-1} \boldsymbol{a}(\theta_s) \qquad \gamma = \frac{h^*}{\boldsymbol{a}(\theta_s)^H \boldsymbol{R}_{xx}^{-1} \boldsymbol{a}(\theta_s)}$$

PIアダプティブアンテナ

$$\min_{\boldsymbol{w}} \left(\boldsymbol{w}^H \boldsymbol{R}_{xx} \boldsymbol{w}\right) \quad \text{subject to} \quad \underline{\boldsymbol{w}^H \boldsymbol{t}_1 = \text{non-zero const.}}$$

所望波情報不要
(前提条件あり)

$$\boldsymbol{w}_{opt} = \boldsymbol{R}_{xx}^{-1} \boldsymbol{t}_1 \qquad \boldsymbol{t}_1 = [1,\ 0,\ \cdots,\ 0]^T$$

CMAアダプティブアンテナ

$$\min_{\boldsymbol{w}} \left(E\left[\left||y(t)|^p - \sigma^p\right|^q\right]\right) \quad \sigma = \text{const.},\ (p, q) = 1 \text{ or } 2$$

所望波情報不要
(前提条件あり)

MMSEの振幅のみの方式. 最適解$\boldsymbol{w}_{opt}$は不定
(最急降下法などを用いて最適ウエイトを導出, 初期値に依存)

MMSEアダプティブアンテナの最適ウエイトの導出

平均2乗誤差

$$\boldsymbol{w}_{opt} = \arg\min_{\boldsymbol{w}} E\left[|r(t) - y(t)|^2\right]$$

θ_s：所望波の到来角
$\boldsymbol{a}(\theta_s)$：所望波ステアリングベクトル
$r(t)$：参照信号

$$E\left[|r(t) - y(t)|^2\right] = E\left[|r(t) - \boldsymbol{w}^H \boldsymbol{x}(t)|^2\right]$$
$$= E\left[|r(t)|^2\right] - \boldsymbol{w}^T \boldsymbol{r}_{xr}^* - \boldsymbol{w}^H \boldsymbol{r}_{xr} + \boldsymbol{w}^H \boldsymbol{R}_{xx} \boldsymbol{w}$$

$$\boldsymbol{r}_{xr} = E[\boldsymbol{x}(t) r^*(t)] = [E[x_1(t) r^*(t)], E[x_2(t) r^*(t)], \ldots, E[x_K(t) r^*(t)]]^T$$

参照信号と入力ベクトルとの間の相関ベクトル

微分公式

$$\frac{\partial}{\partial \boldsymbol{w}^*}\left(\boldsymbol{w}^H \boldsymbol{a}\right) = \boldsymbol{a}$$
$$\frac{\partial}{\partial \boldsymbol{w}^*}\left(\boldsymbol{w}^T \boldsymbol{a}^*\right) = \boldsymbol{0}$$

$\boldsymbol{a}$：定数ベクトル

$$\frac{\partial}{\partial \boldsymbol{w}^*} E\left[|r(t) - y(t)|^2\right] = \boldsymbol{0}$$

$$-\boldsymbol{r}_{xr} + \boldsymbol{R}_{xx} \boldsymbol{w} = \boldsymbol{0}$$

$$\boldsymbol{w}_{opt} = \boldsymbol{R}_{xx}^{-1} \boldsymbol{r}_{xr}$$

所望波が1波，θ_s方向から到来する場合

$$\boldsymbol{r}_{xr} = r_s \boldsymbol{a}(\theta_s)$$

r_s：定数

MSNアダプティブアンテナの最適ウエイトの導出

θ_s：所望波の到来角
P_s：所望波の入力電力
$\boldsymbol{R}_{nn}$：干渉波と内部雑音の相関行列

SINR

$$\arg\max_{\boldsymbol{w}} \left(\frac{P_s |\boldsymbol{w}^H \boldsymbol{a}(\theta_s)|^2}{\boldsymbol{w}^H \boldsymbol{R}_{nn} \boldsymbol{w}} \right) = \arg\max_{\boldsymbol{w}} \left(\frac{|\boldsymbol{w}^H \boldsymbol{a}(\theta_s)|^2}{\boldsymbol{w}^H \boldsymbol{R}_{xx} \boldsymbol{w}} \right)$$

$$\boldsymbol{R}_{xx} = P_s |\boldsymbol{w}^H \boldsymbol{a}(\theta_s)|^2 + \boldsymbol{R}_{nn}$$

$$\mathrm{SINR} = \frac{|\boldsymbol{w}^H \boldsymbol{a}(\theta_s)|^2}{\boldsymbol{w}^H \boldsymbol{R}_{xx} \boldsymbol{w}} = \frac{\boldsymbol{w}^H \boldsymbol{a}(\theta_s) \boldsymbol{a}(\theta_s)^H \boldsymbol{w}}{\boldsymbol{w}^H \boldsymbol{R}_{xx} \boldsymbol{w}}$$

$$\frac{\partial}{\partial \boldsymbol{w}^*} \mathrm{SINR}$$

スカラー

$$= \frac{\boldsymbol{a}(\theta_s) \boldsymbol{a}(\theta_s)^H \boldsymbol{w} (\boldsymbol{w}^H \boldsymbol{R}_{xx} \boldsymbol{w}) - (\boldsymbol{w}^H \boldsymbol{a}(\theta_s) \boldsymbol{a}(\theta_s)^H \boldsymbol{w}) \boldsymbol{R}_{xx} \boldsymbol{w}}{(\boldsymbol{w}^H \boldsymbol{R}_{xx} \boldsymbol{w})^2}$$

$$= \boldsymbol{0}$$

$$\boldsymbol{w}_{opt} = \boldsymbol{R}_{xx}^{-1} \boldsymbol{a}(\theta_s)$$

（定係数を除く）

DCMPアダプティブアンテナの最適ウエイトの導出

Lagrangeの未定乗数法を用いて解くための最小化すべき評価関数:

$$Q(\boldsymbol{w}) = \boldsymbol{w}^H \boldsymbol{R}_{xx} \boldsymbol{w} + \lambda[\boldsymbol{w}^H \boldsymbol{a}(\theta_s) - h] + \lambda^*[\boldsymbol{w}^T \boldsymbol{a}^*(\theta_s) - h^*]$$

複素共役

λ:未定乗数

ウエイトベクトルで微分

$$\frac{\partial}{\partial \boldsymbol{w}^*} Q(\boldsymbol{w}) = \boldsymbol{R}_{xx}\boldsymbol{w} + \boldsymbol{a}(\theta_s)\lambda = \boldsymbol{0}$$

$$\boldsymbol{w}_{opt} = -\boldsymbol{R}_{xx}^{-1}\boldsymbol{a}(\theta_s)\lambda$$

拘束条件に代入

$$\boldsymbol{a}^H(\theta_s)\boldsymbol{w} = h^*$$

$$\boldsymbol{a}^H(\theta_s)\boldsymbol{w}_{opt} = -\boldsymbol{a}^H(\theta_s)\boldsymbol{R}_{xx}^{-1}\boldsymbol{a}(\theta_s)\lambda = h^*$$

$$\lambda = -\left[\boldsymbol{a}^H(\theta_s)\boldsymbol{R}_{xx}^{-1}\boldsymbol{a}(\theta_s)\right]^{-1} h^*$$

$$\min_{\boldsymbol{w}} \left(\boldsymbol{w}^H \boldsymbol{R}_{xx} \boldsymbol{w}\right) \quad \text{subject to} \quad \boldsymbol{w}^H \boldsymbol{a}(\theta_s) = h$$

$$\boldsymbol{w}_{opt} = \eta \boldsymbol{R}_{xx}^{-1}\boldsymbol{a}(\theta_s)$$

$$\eta = \frac{h^*}{\boldsymbol{a}^H(\theta_s)\boldsymbol{R}_{xx}^{-1}\boldsymbol{a}(\theta_s)}$$

アダプティブアンテナの最適ウエイトのまとめ

MMSE
MSN
DCMP

$$\boldsymbol{w}_{opt} = \boldsymbol{R}_{xx}^{-1}\boldsymbol{a}(\theta_s)$$ （定係数を除く）

3つのアダプティブアレーは同じ最適ウエイトをもつ

MMSE : $r(t) = s(t)$ （所望波@基準素子）

MSN & DCMP : θ_sは正確に既知

$$\boldsymbol{w}_{opt} = (\boldsymbol{R}_{xx} + \alpha\boldsymbol{I})^{-1}\boldsymbol{a}(\theta_s)$$ （正規化係数を除く）

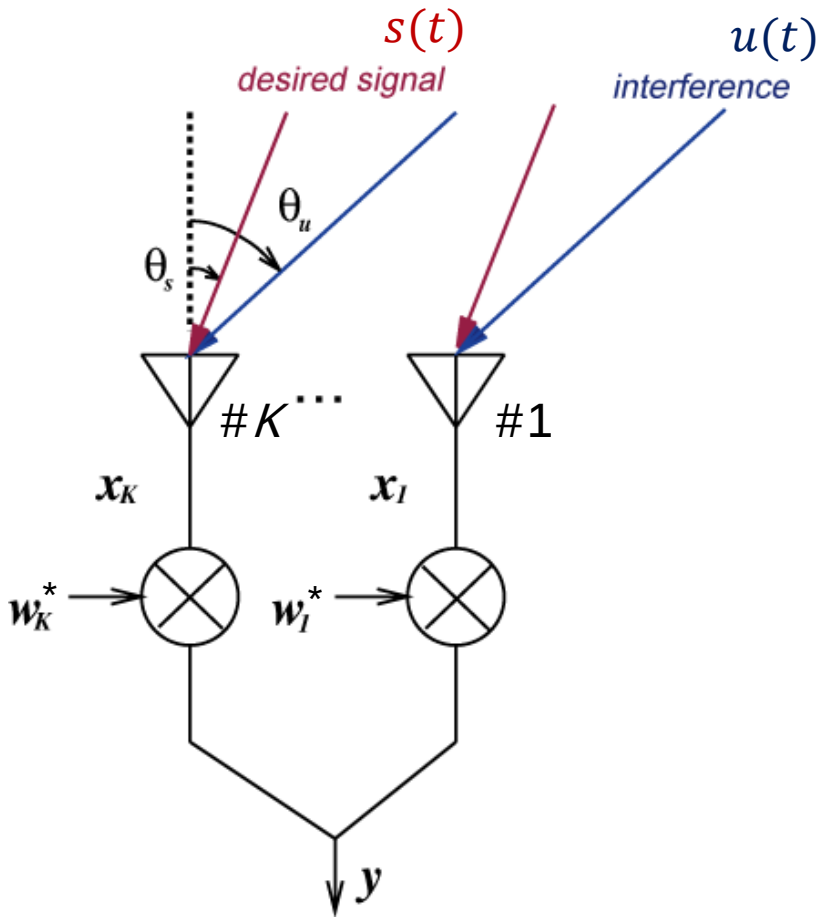
Diagonal loading,
正則化パラメータ
とも呼ばれる.

擬似雑音αを用いた最適ウエイト

→ アダプティブ能力を制御できる

αを大きくすると， $\boldsymbol{w}_{opt} \cong \boldsymbol{a}(\theta_s)$ 一様励振

6素子アダプティブアンテナの例



$K = 6$

所望波：$\theta_s = 30°$, $P_s = E[|s(t)|^2] = 1$

干渉波：$\theta_u = -40°$, $P_u = E[|u(t)|^2] = 1$

アンテナ素子：等方性

素子間隔：半波長

内部雑音電力：0.01

MMSE：$r(t) = s(t)$

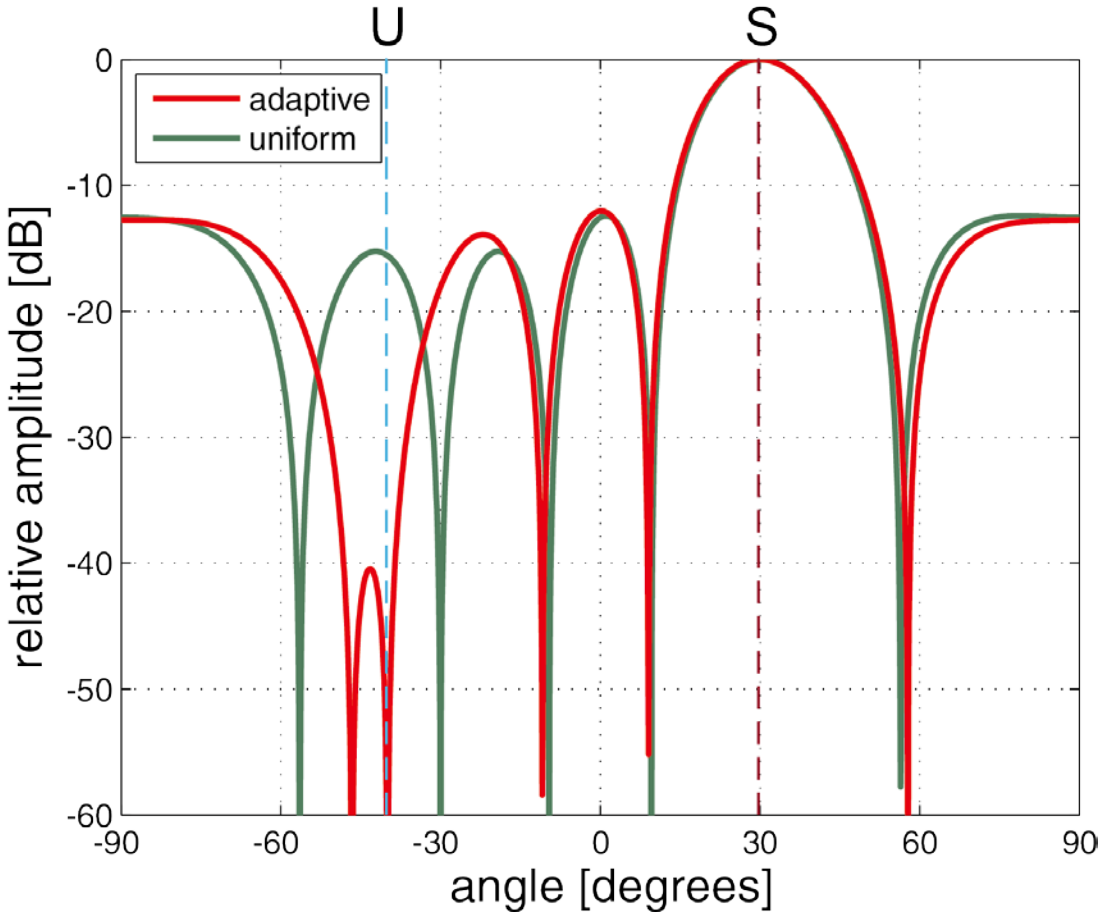
MSN & DCMP：θ_sは正確に既知

入力SNR = 20dB

入力SIR = 0dB

6素子アダプティブアンテナの例（続き）

指向性パターン

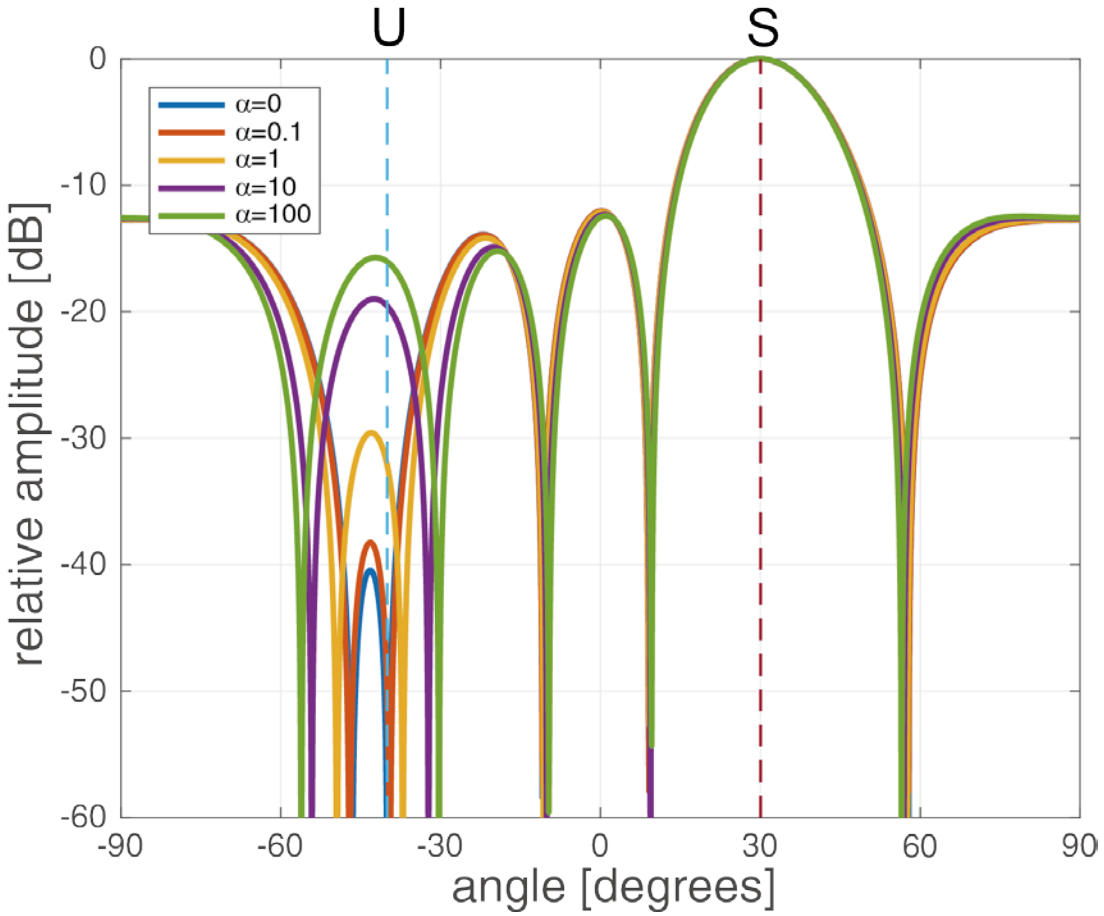


Adaptive
(MMSE, MSN, DCMP)
SINR = 27.66dB

Uniform
SINR = 15.31dB

6素子アダプティブアンテナの例（続き）

指向性パターン



Adaptive（擬似雑音αで制御）

$\alpha = 0$

SINR = 27.66dB

$\alpha = 0.1$

SINR = 27.64dB

$\alpha = 1$

SINR = 26.37dB

$\alpha = 10$

SINR = 18.94dB

$\alpha = 100$

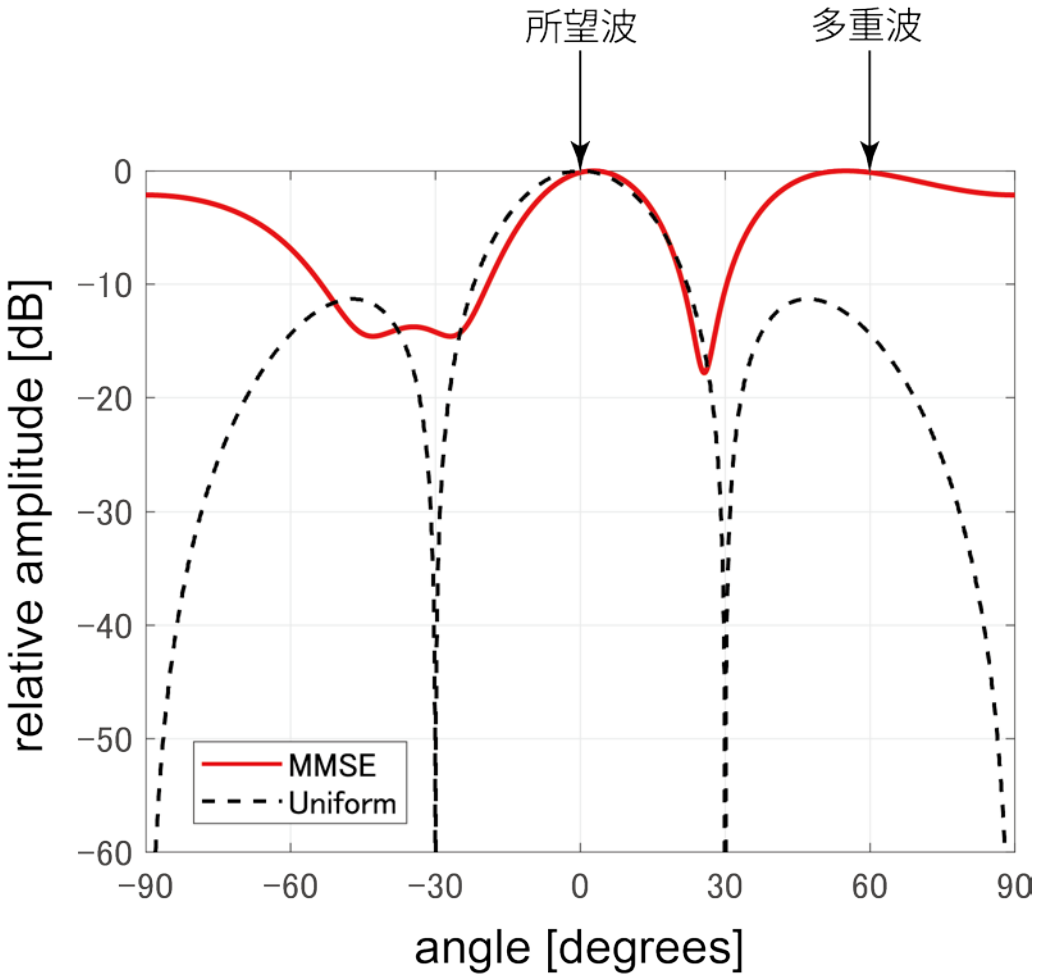
SINR = 15.77dB

MMSEアダプティブアンテナの特徴

60°からの到来波が，所望波と等電力，遅延時間差ゼロで同相の多重波である場合：

MMSEアダプティブアンテナは多重波も所望波同様に受信し，同相合成（スペースダイバーシチ）

移動通信における多重波対策への応用が期待される．

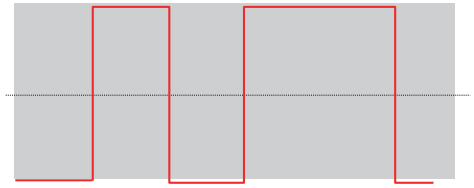


4素子半波長等間隔のMMSEアダプティブアンテナの例
（$\theta_s = 0°$, $\theta_u = 60°$, 入力SNR=20dB）

ブラインドアダプティブアレー

CMAアダプティブアレー　$\min_{\boldsymbol{w}} \left(E\left[\left| |y(t)|^p - \sigma^p \right|^q \right] \right)$　$\sigma = \text{const.},\ (p,q) = 1 \text{ or } 2$

第1到来波（定包絡線）

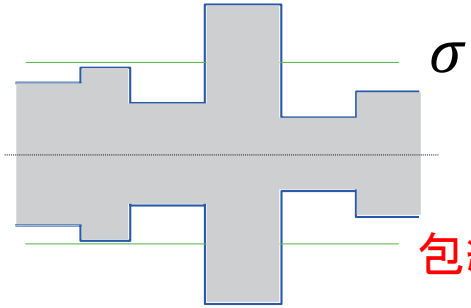


第2到来波（定包絡線）

第2波を抑圧して
第1波を抽出

合成

合成波出力$y(t)$

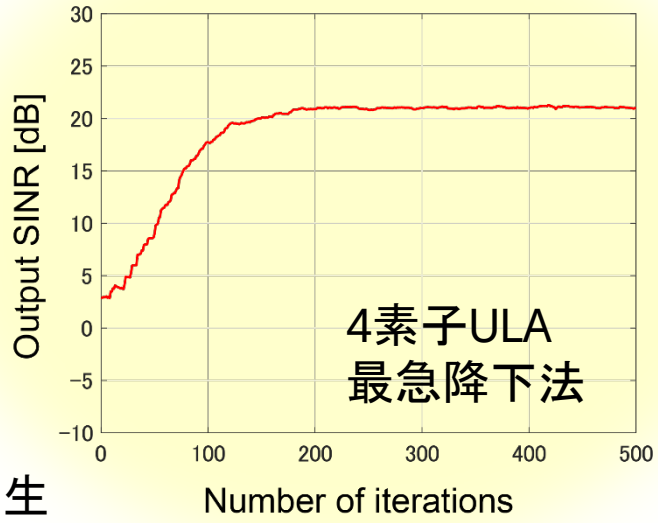


包絡線変動が発生

CMAによる
包絡線変動最小化

あるいは

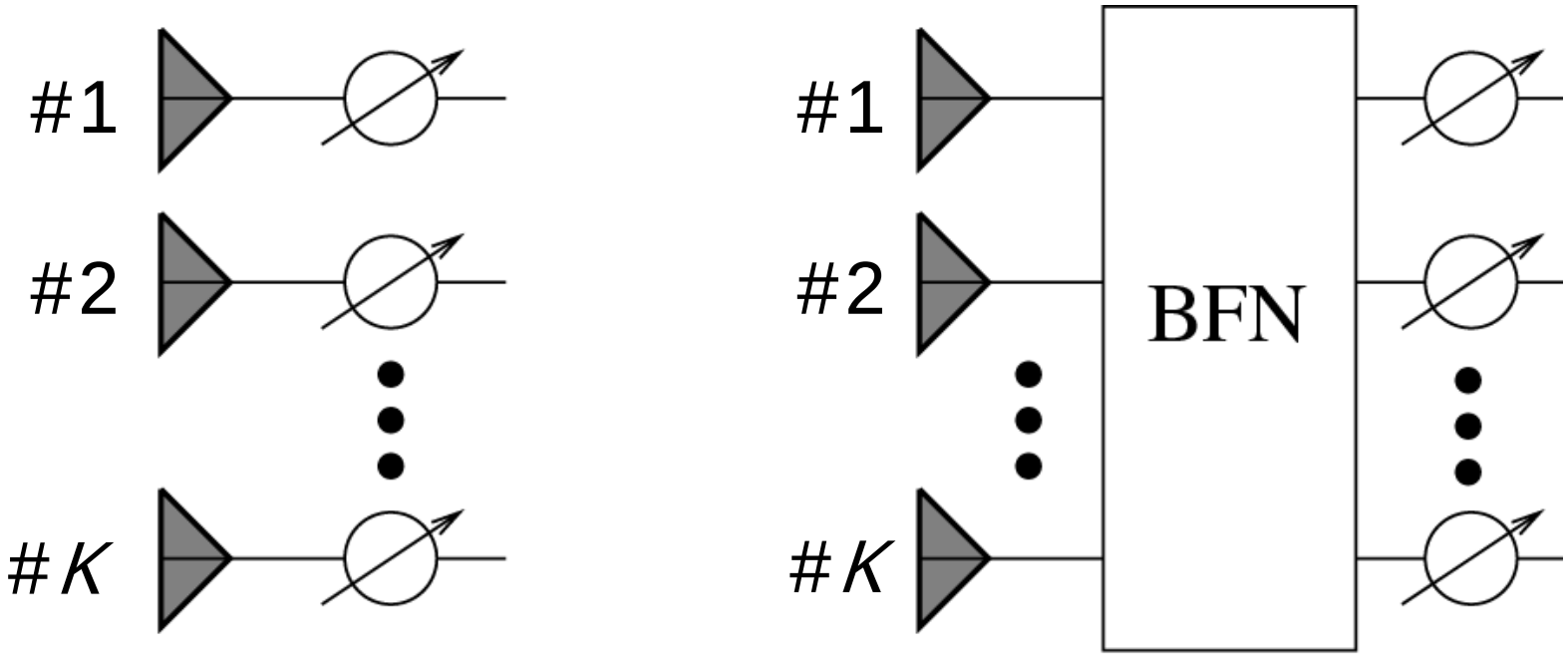
第1波を抑圧して
第2波を抽出



日本で行われたCMAの実証実験

大鐘武雄, 笹岡秀一, 松沢直人, 志村隆則, "CMAアダプティブアレーを適用した高速GMSK伝送装置の都市内走行実験結果," 信学論B, Vol.J75-B2, No.11, pp.797-805 (1992-11).

エレメントスペース方式とビームスペース方式

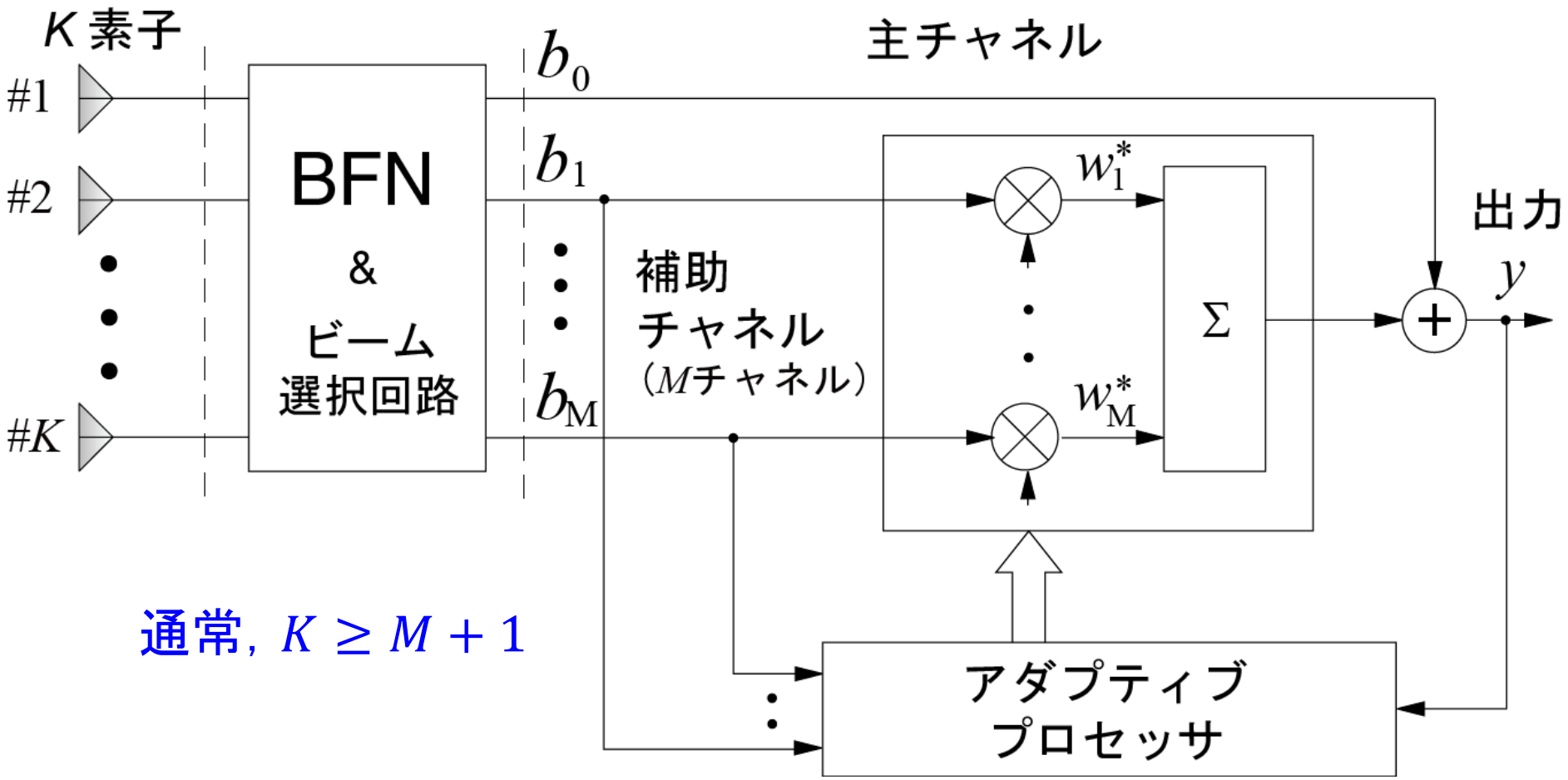


BFN: ビーム形成回路
(Beam-Forming Network)

(a) エレメントスペース

(b) ビームスペース

ビームスペース方式アダプティブアンテナの例



通常，$K \geq M + 1$

制御するウエイトの数を減らすことが可能

3　MIMO技術（送信と受信の連携）

【ポイント】

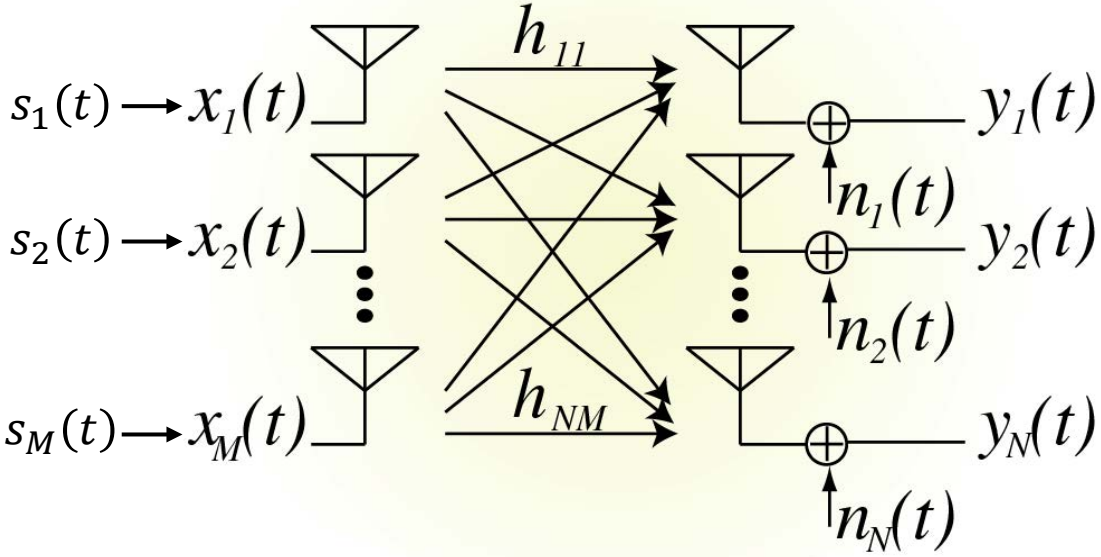
MIMOの中で，どのようにアダプティブアンテナが使われているか

MIMO: Multiple Input and Multiple Output

MIMOシステム

チャネル応答行列

$$\boldsymbol{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & \cdots & h_{NM} \end{bmatrix}$$



図：一般的なMIMOシステム
（送信：M素子，受信：N素子）

受信信号ベクトル

$$\boldsymbol{y}(t) = \boldsymbol{H}\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{n}(t)$$

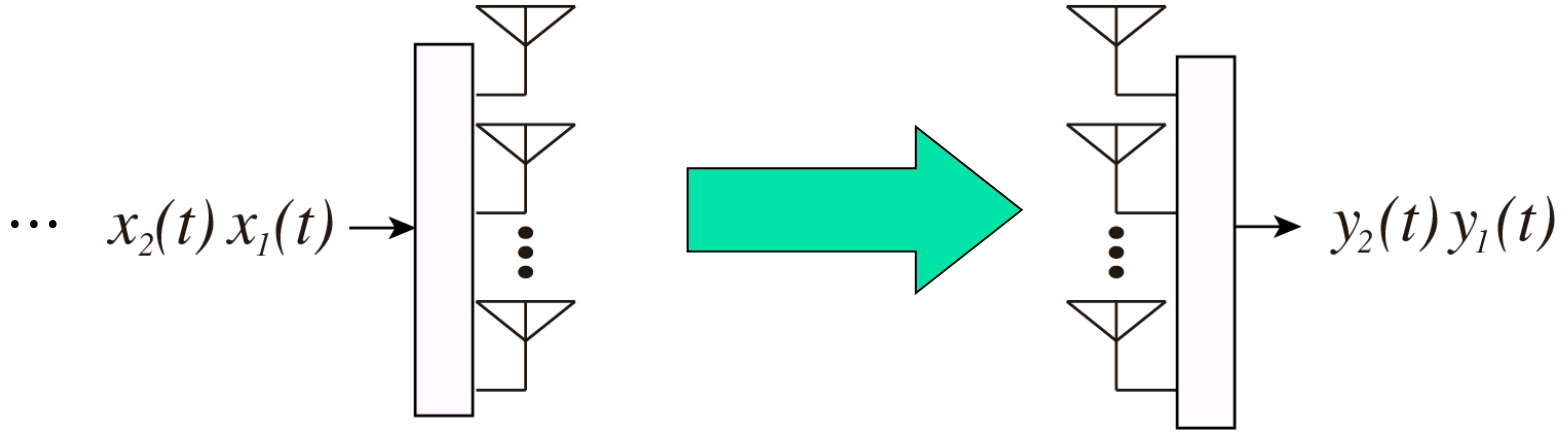
$\boldsymbol{y}(t) = [y_1(t), y_2(t), \cdots, y_N(t)]^T$ ：受信信号ベクトル

$\boldsymbol{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \cdots, x_M(t)]^T$ ：送信信号ベクトル $(= \boldsymbol{s}(t))$

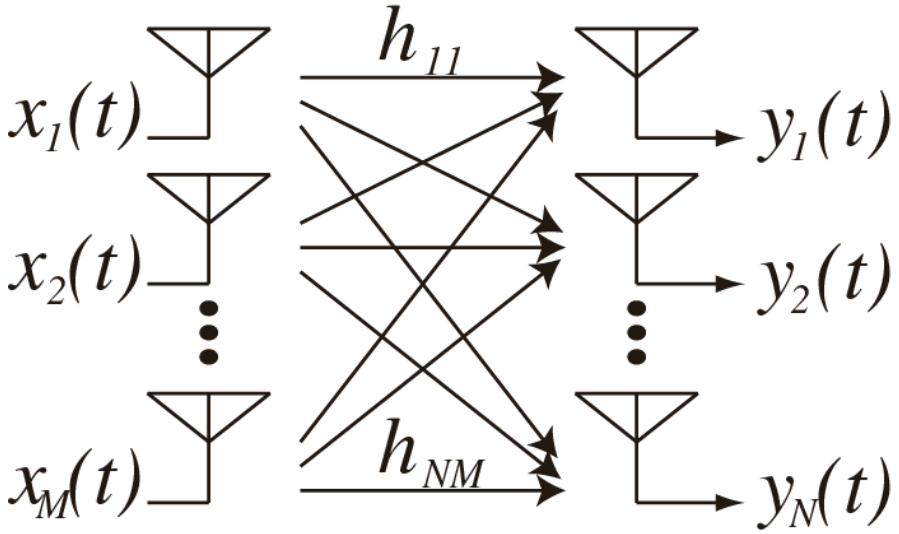
$\boldsymbol{n}(t) = [n_1(t), n_2(t), \cdots, n_N(t)]^T$ ：内部雑音ベクトル

送受信アレーアンテナとMIMO

送受信アレーアンテナ（フェーズドアレー）



MIMO



送受信のマルチアンテナ化と空間多重

多重波環境では
マルチパスフェージング (multipath fading) によって受信レベルが変動

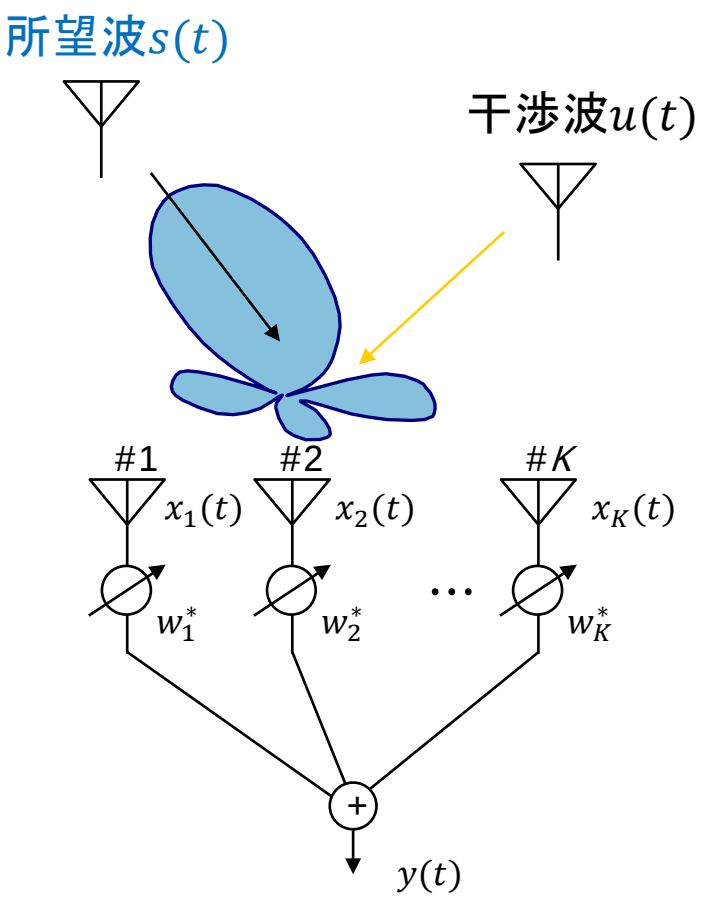
MIMOが登場する前までは抑圧・低減の対象（厄介者）

MIMOシステムは送受信をマルチアンテナ化し，多重波（マルチパス波）を利用

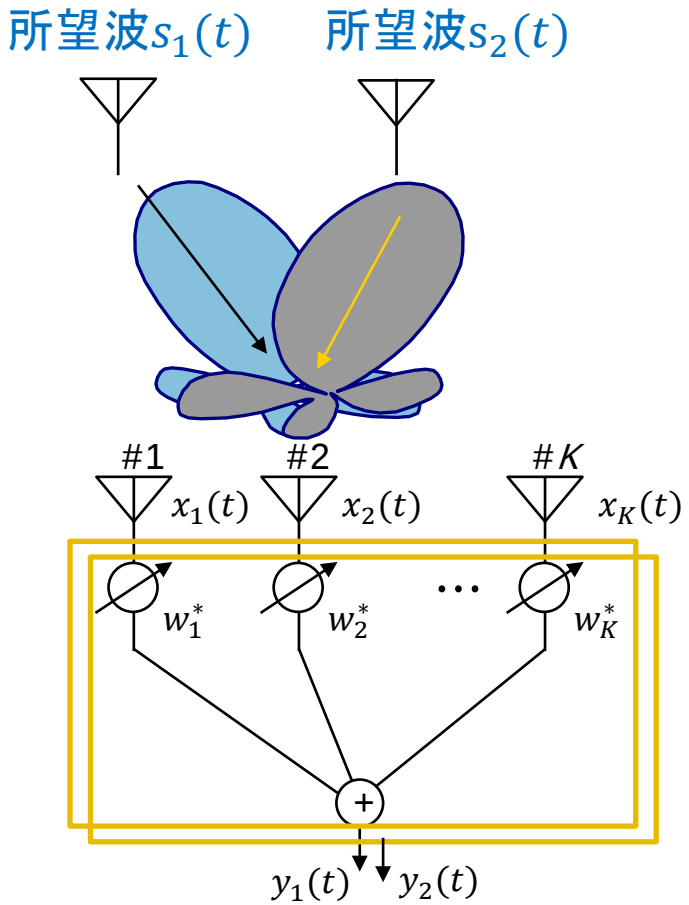
送受信アンテナ間のチャネル相関が低下し，受信側で送信信号を区別可能

信号伝送を多重化し，伝送速度を向上
空間多重 (Space Division Multiplexing: SDM)

アダプティブアンテナとMIMO



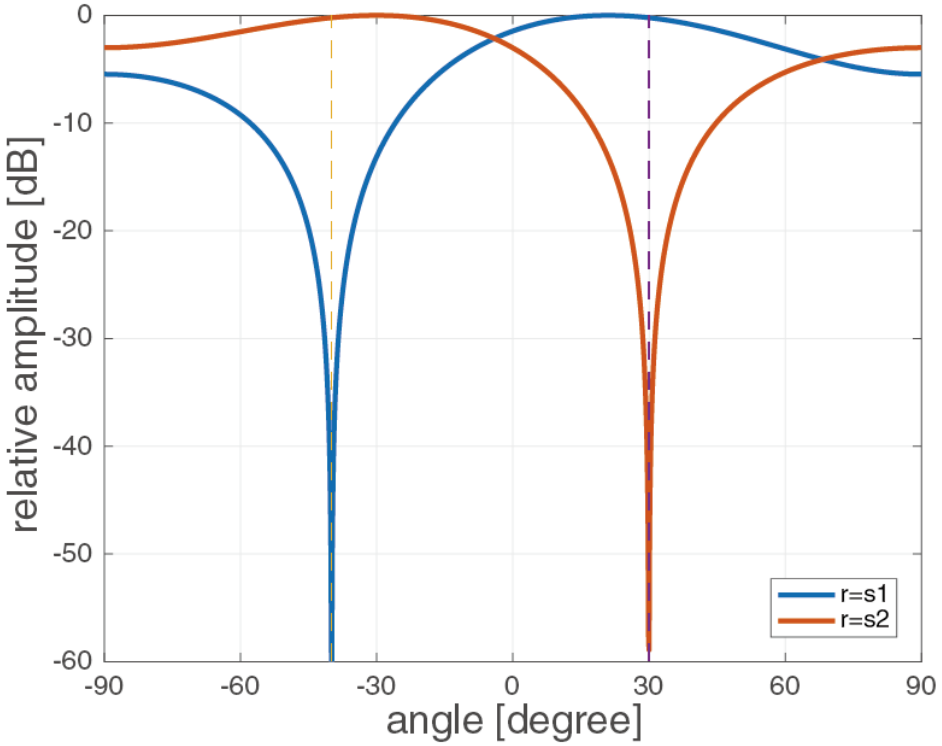
アダプティブアンテナ
MMSE: $r(t) = s(t)$



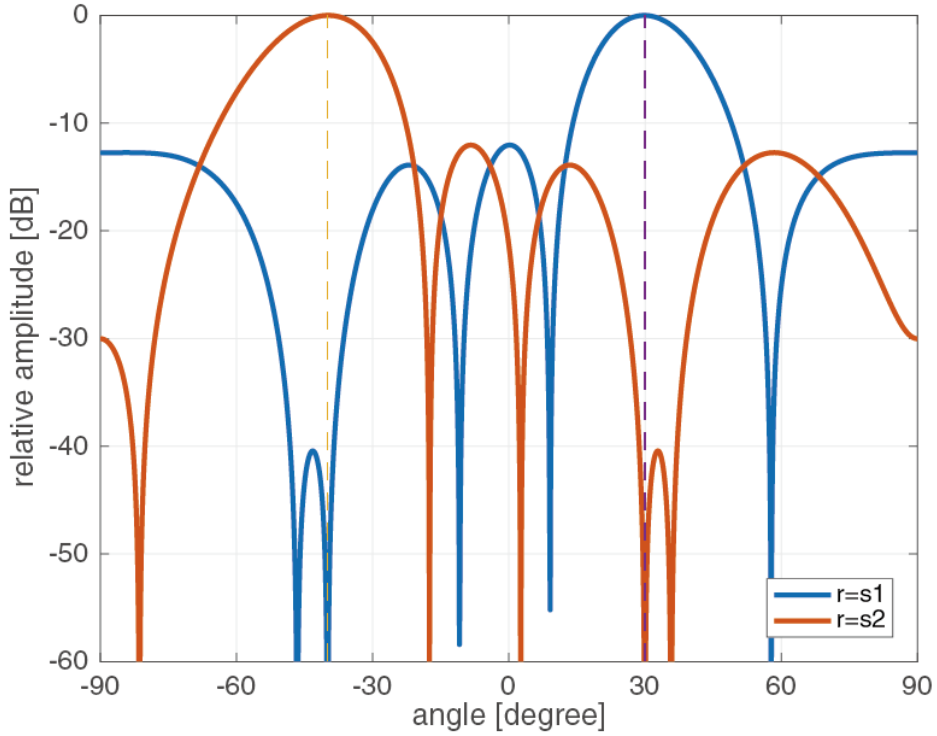
MIMO（マルチMMSE）
$y_1(t)$: $r(t) = s_1(t)$, $y_2(t)$: $r(t) = s_2(t)$

MMSE-MIMOの例（シングルパス）

送信2, 受信2



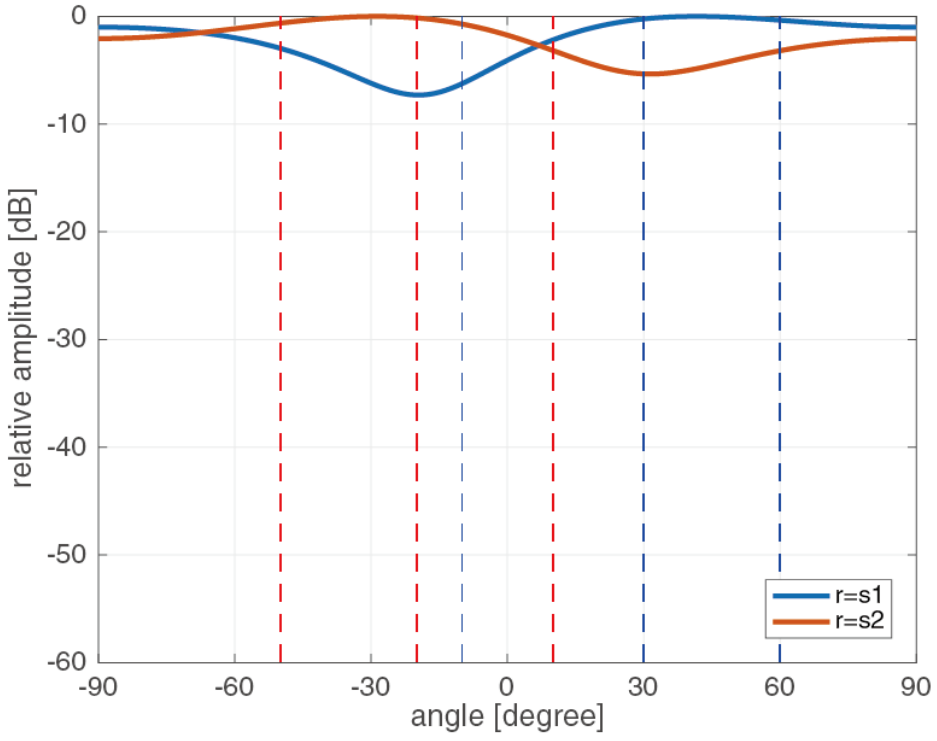
送信2, 受信6



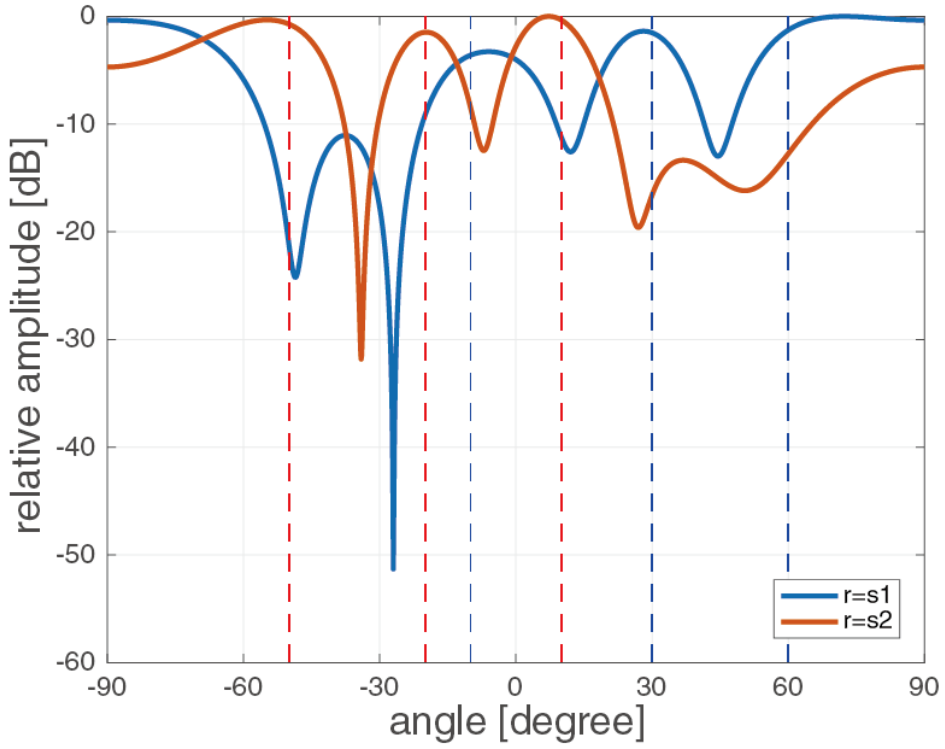
受信：半波長等間隔リニアアレー
各信号のパルチパス波数＝1

MMSE-MIMOの例（マルチパス）

送信2, 受信2

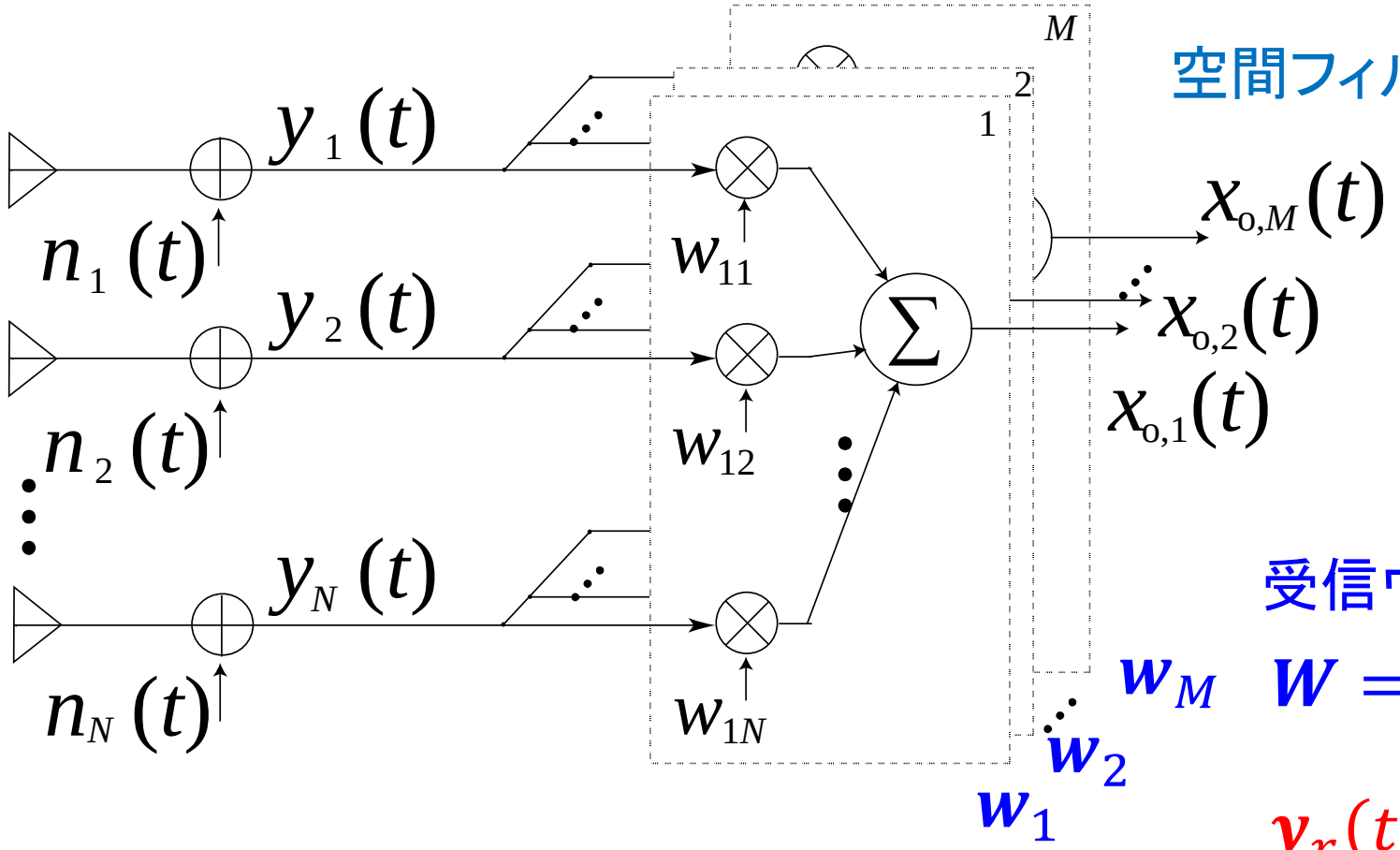


送信2, 受信6



受信：半波長等間隔リニアアレー
各信号のパルチパス波数＝3（等電力同位相）

MIMOにおける適応信号処理(1)



空間フィルタリング出力

$\boldsymbol{x}(t)$に対応した出力$\boldsymbol{y}_r(t)$

受信ウエイト行列$\boldsymbol{W}$

$$\boldsymbol{W} = [\boldsymbol{w}_1, \cdots, \boldsymbol{w}_M] \in \mathbb{C}^{M \times N}$$

$$\boldsymbol{y}_r(t) = \boldsymbol{W}^T \boldsymbol{y}(t)$$

MIMOの受信空間フィルタリング（Mブロックのマルチアダプティブアンテナ）

MIMOにおける適応信号処理(2)

➢送信側でチャネル応答行列が未知の場合(MMSE)

送信信号の数MだけのマルチMMSEアダプティブアンテナを受信側で構成(受信側のみで信号分離)

j番目のフィルタリング出力に対応する誤差 $e_j(t)$

$$e_j(t) = \boldsymbol{w}_j^T \boldsymbol{y}(t) - s_j(t)$$

$s_j(t)$:j番目の送信信号(参照信号)

平均2乗誤差の総和 J

$$J = \sum_{j=1}^{M} E\left[|e_j(t)|^2\right] = \sum_{j=1}^{M} E\left[\left|\boldsymbol{w}_j^T \boldsymbol{y}(t) - s_j(t)\right|^2\right]$$

最小化

$$\boldsymbol{W}_{\mathrm{MMSE}}^T = \left(\boldsymbol{H}^H \boldsymbol{H} + \frac{M}{\gamma_0} \boldsymbol{I}_M\right)^{-1} \boldsymbol{H}^H$$

$$\boldsymbol{y}_r(t) = \boldsymbol{W}_{\mathrm{MMSE}}^T \boldsymbol{y}(t) = \boldsymbol{W}_{\mathrm{MMSE}}^T (\boldsymbol{H}\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{n}(t))$$

γ_0:総送信電力を1素子のみで送信した場合の平均受信SNR

MIMOにおける適応信号処理(3)

➢送信側でチャネル応答行列が既知の場合(E-SDM)

E-SDM: Eigenbeam-Space Division Multiplexing

チャネル応答行列の特異値分解:

$$\boldsymbol{H} = \boldsymbol{U}\boldsymbol{D}\boldsymbol{V}^H$$

$$= [\boldsymbol{u}_1 \cdots \boldsymbol{u}_J]\mathrm{diag}\{\sqrt{\lambda_1} \cdots \sqrt{\lambda_J}\}[\boldsymbol{v}_1 \cdots \boldsymbol{v}_J]^H$$

$$= \sum_{i=1}^{J} \sqrt{\lambda_i}\boldsymbol{u}_i\boldsymbol{v}_i^H$$

・・・ ランク(階数)$=J$ (MIMOの道の数 $= J$)

$\boldsymbol{U}$: 左特異行列　　$\boldsymbol{u}_i$: 左特異ベクトル(正規直交ベクトル)

$\boldsymbol{V}$: 右特異行列　　$\boldsymbol{v}_i$: 右特異ベクトル(正規直交ベクトル)

$\boldsymbol{D}$: 特異値行列　　λ_i : $\boldsymbol{H}\boldsymbol{H}^H$あるいは$\boldsymbol{H}^H\boldsymbol{H}$の固有値
(対角行列)

MIMOにおける適応信号処理(4)

➢送信側でチャネル応答行列が既知の場合(E-SDM)

$$\boldsymbol{x}(t) = \boldsymbol{W}_t\, \boldsymbol{s}(t)$$

$\boldsymbol{W}_t$:送信ウエイト行列　　$\boldsymbol{s}(t)$:伝送信号

$$\boldsymbol{y}_r(t) = \boldsymbol{W}_r^T(\boldsymbol{H}\boldsymbol{W}_t\, \boldsymbol{s}(t) + \boldsymbol{n}(t))$$

$\boldsymbol{W}_r$:受信ウエイト行列

$$\boldsymbol{W}_t = \boldsymbol{V} \quad \boldsymbol{W}_r^T = \boldsymbol{U}^H$$

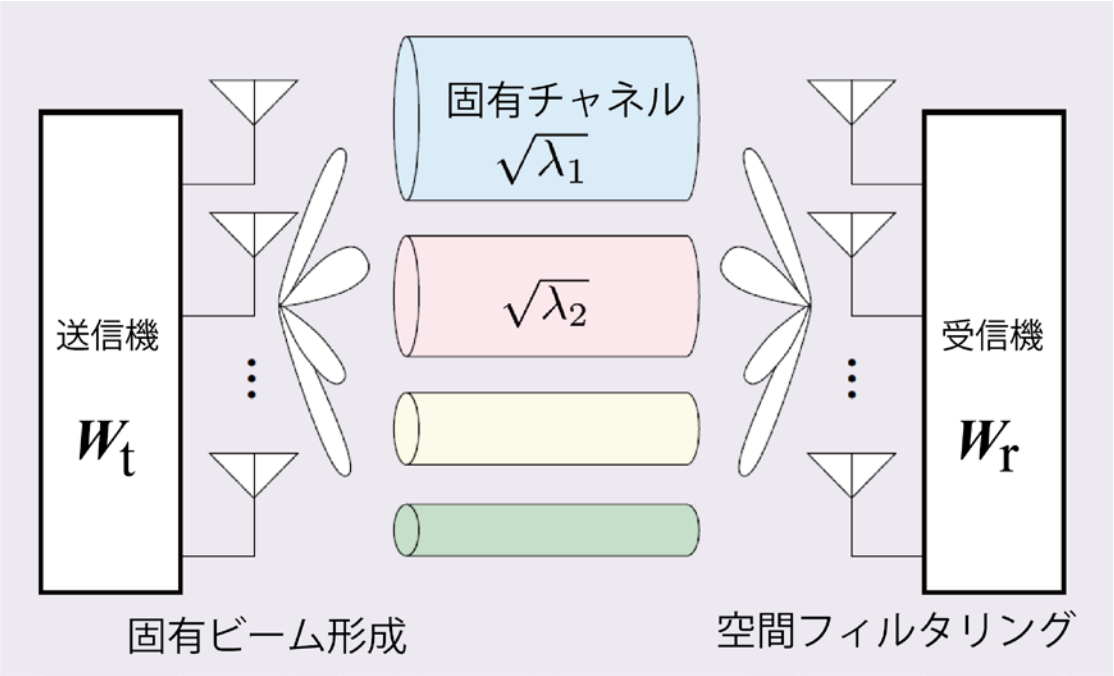
$$\boldsymbol{W}_r^T \boldsymbol{H} \boldsymbol{W}_t = \boldsymbol{U}^H \boldsymbol{U} \boldsymbol{D} \boldsymbol{V}^H \boldsymbol{V}$$

$$= \boldsymbol{D}\ (\text{対角行列})$$

$$\because \quad \boldsymbol{U}^H \boldsymbol{U} = \boldsymbol{I} \quad \boldsymbol{V}^H \boldsymbol{V} = \boldsymbol{I}$$

$$\boldsymbol{y}_r(t) = \boldsymbol{D}\boldsymbol{s}(t) + \boldsymbol{U}^H \boldsymbol{n}(t)$$

分離受信



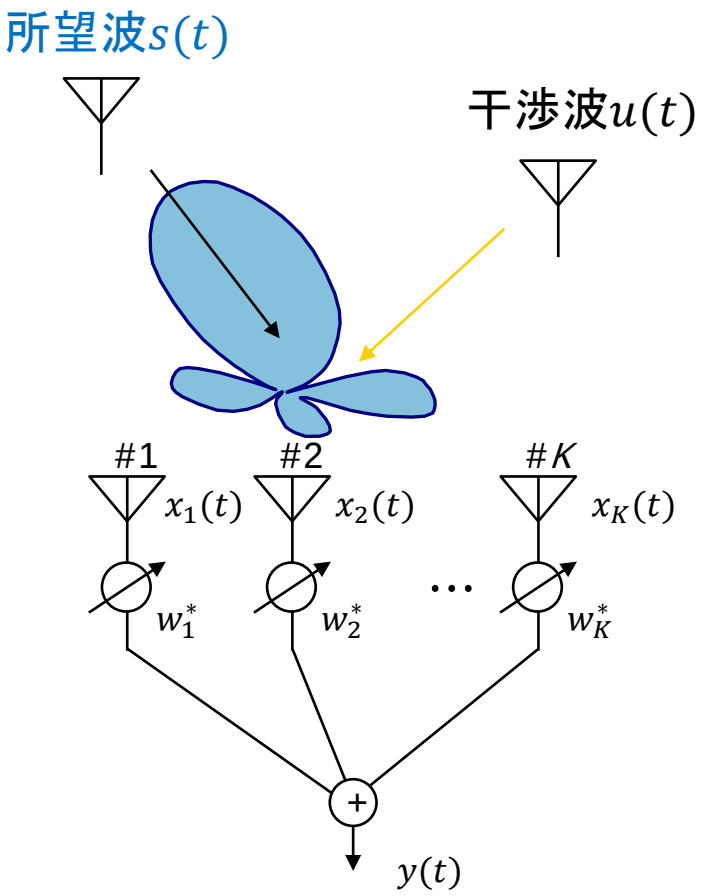
4 マルチユーザMIMO（SDMA）技術

【ポイント】

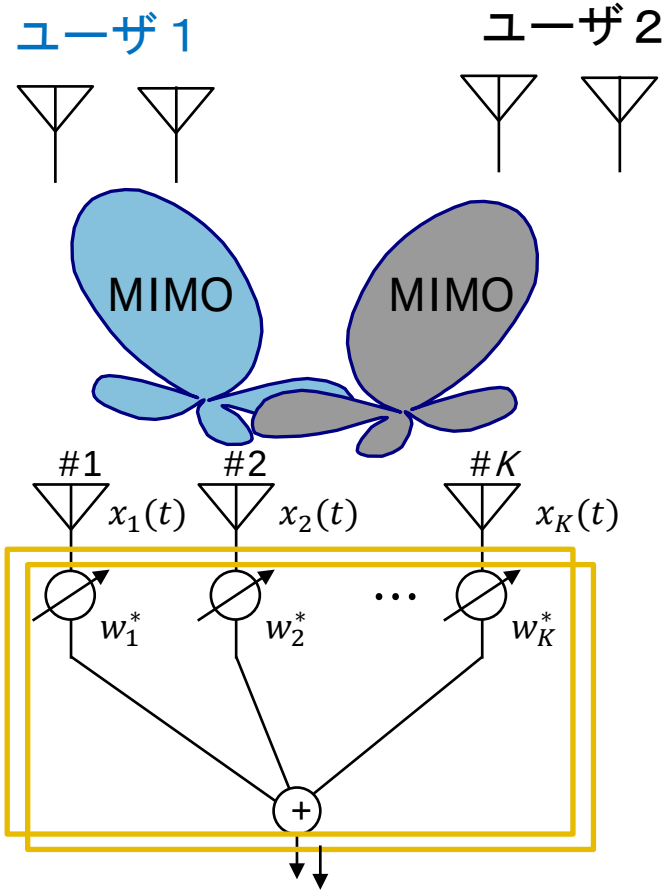
MIMO通信しているユーザが複数存在する場合に，

いかにしてユーザ間の干渉のない状況をつくるか

マルチユーザMIMO（MU-MIMO）の概要



アダプティブアンテナ



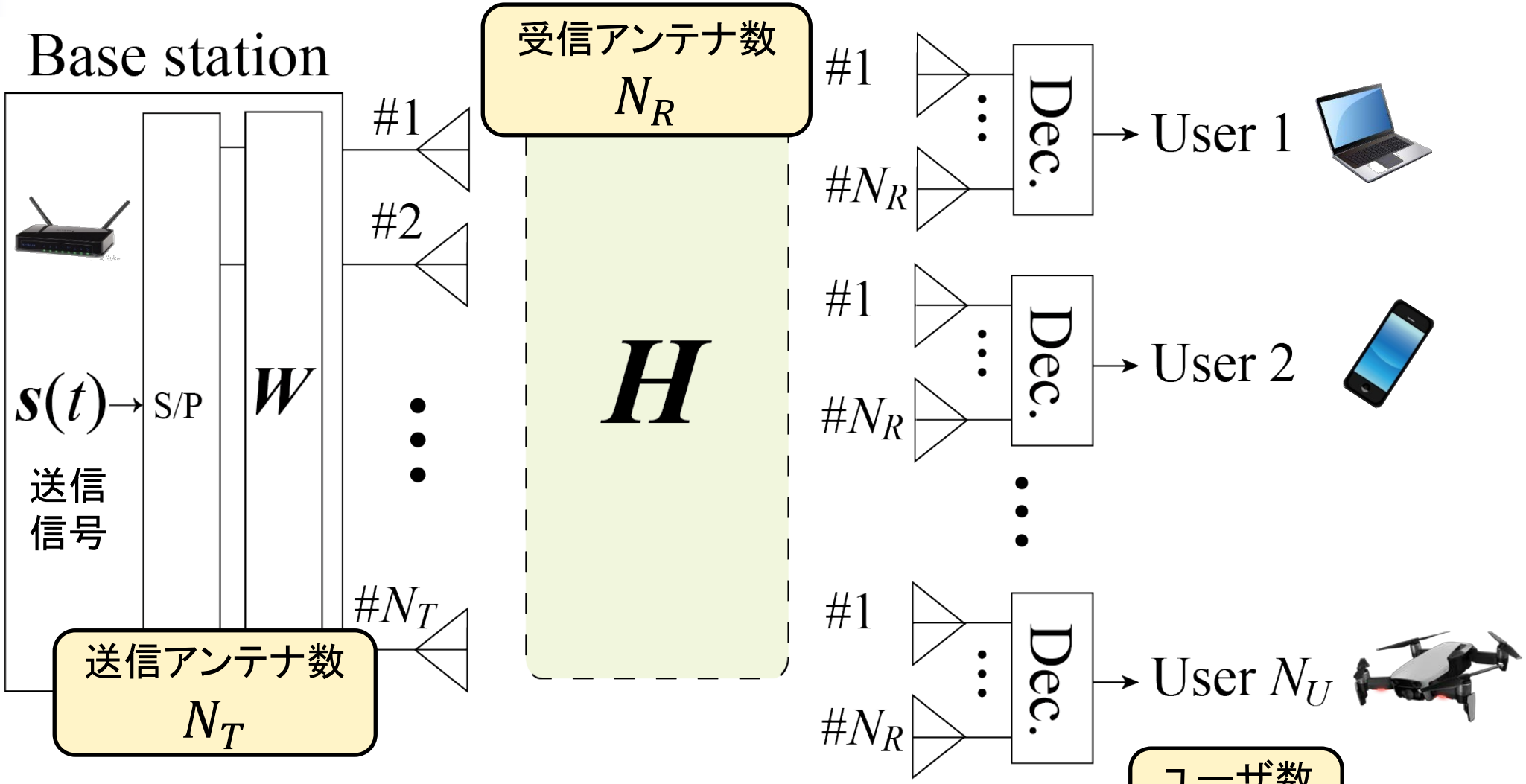
マルチユーザMIMO（MU-MIMO）

ユーザ間干渉を抑圧

SDMA
（Space Division Multiple Access)

各ユーザは基地局と
MIMO通信

MU-MIMOのシステムモデル



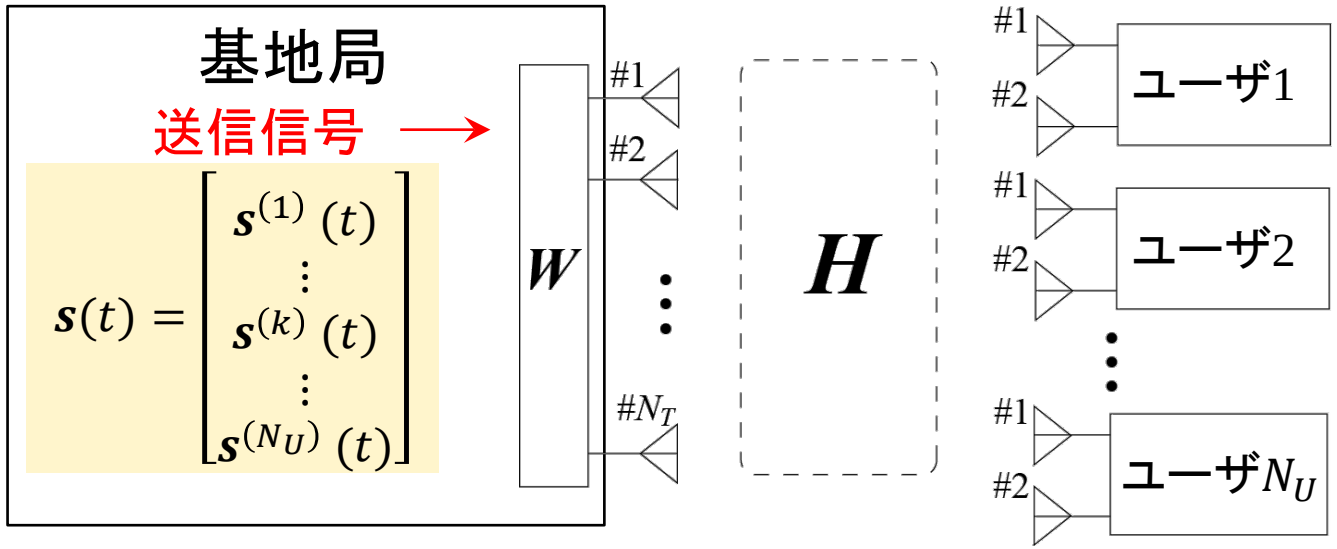
ユーザ数
N_U

W：送信ウエイト行列　　H：チャネル行列

MU-MIMOのシステムモデル($N_R = 2$)

下り回線

$$\boldsymbol{s}^{(k)}(t) = \begin{bmatrix} s_1^{(k)}(t) \\ s_2^{(k)}(t) \end{bmatrix} \quad (k = 1, \cdots, N_U)$$



内部雑音

$$\boldsymbol{n}(t) = \begin{bmatrix} \boldsymbol{n}^{(1)}(t) \\ \vdots \\ \boldsymbol{n}^{(k)}(t) \\ \vdots \\ \boldsymbol{n}^{(N_U)}(t) \end{bmatrix} \qquad \boldsymbol{n}^{(k)}(t) = \begin{bmatrix} n_1^{(k)}(t) \\ n_2^{(k)}(t) \end{bmatrix}$$

受信信号

$$\boldsymbol{y}(t) = \begin{bmatrix} \boldsymbol{y}^{(1)}(t) \\ \vdots \\ \boldsymbol{y}^{(k)}(t) \\ \vdots \\ \boldsymbol{y}^{(N_U)}(t) \end{bmatrix} \qquad \boldsymbol{y}^{(k)}(t) = \begin{bmatrix} y_1^{(k)}(t) \\ y_2^{(k)}(t) \end{bmatrix}$$

ユーザ毎の送信ウエイトおよびチャネル行列表現

送信ウエイト行列

$$\boldsymbol{W} = [\boldsymbol{W}^{(1)} \cdots \boldsymbol{W}^{(k)} \cdots \boldsymbol{W}^{(N_U)}]$$

チャネル行列

$$\boldsymbol{H} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{H}^{(1)} \\ \vdots \\ \boldsymbol{H}^{(k)} \\ \vdots \\ \boldsymbol{H}^{(N_U)} \end{bmatrix}$$

受信信号ベクトル

$$\boxed{\boldsymbol{y}(t) = \boldsymbol{H}\boldsymbol{W}\boldsymbol{s}(t) + \boldsymbol{n}(t)}$$

ZF-CI法とMMSE-CI法

ZF-CI Zero-Forcing Channel Inversion

$$\boldsymbol{W}_{\mathrm{ZF}} = \gamma_1 \boldsymbol{H}^H (\boldsymbol{H}\boldsymbol{H}^H)^{-1} \qquad \gamma_1 = 1/\|\boldsymbol{H}^H(\boldsymbol{H}\boldsymbol{H}^H)^{-1}\|_F$$

$$\begin{aligned}\boldsymbol{y}(t) &= \boldsymbol{H}\boldsymbol{W}_{\mathrm{ZF}}\boldsymbol{s}(t) + \boldsymbol{n}(t) \\ &= \gamma_1 \boldsymbol{H}\boldsymbol{H}^H(\boldsymbol{H}\boldsymbol{H}^H)^{-1}\boldsymbol{s}(t) + \boldsymbol{n}(t) \\ &= \gamma_1[\boldsymbol{s}(t) + \|\boldsymbol{H}^H(\boldsymbol{H}\boldsymbol{H}^H)^{-1}\|_F \boldsymbol{n}(t)]\end{aligned}$$

雑音強調

正則化
Regularized

MMSE-CI Minimum Mean Square Error Channel Inversion

$$\boldsymbol{W}_{\mathrm{MMSE}} = \gamma_2 \boldsymbol{H}^H(\boldsymbol{H}\boldsymbol{H}^H + \alpha \boldsymbol{I})^{-1} = [\boldsymbol{W}_{\mathrm{MMSE}}^{(1)}, \cdots, \boldsymbol{W}_{\mathrm{MMSE}}^{(N_U)}]$$

$$\gamma_2 = 1/\|\boldsymbol{H}^H(\boldsymbol{H}\boldsymbol{H}^H + \alpha \boldsymbol{I})^{-1}\|_F$$

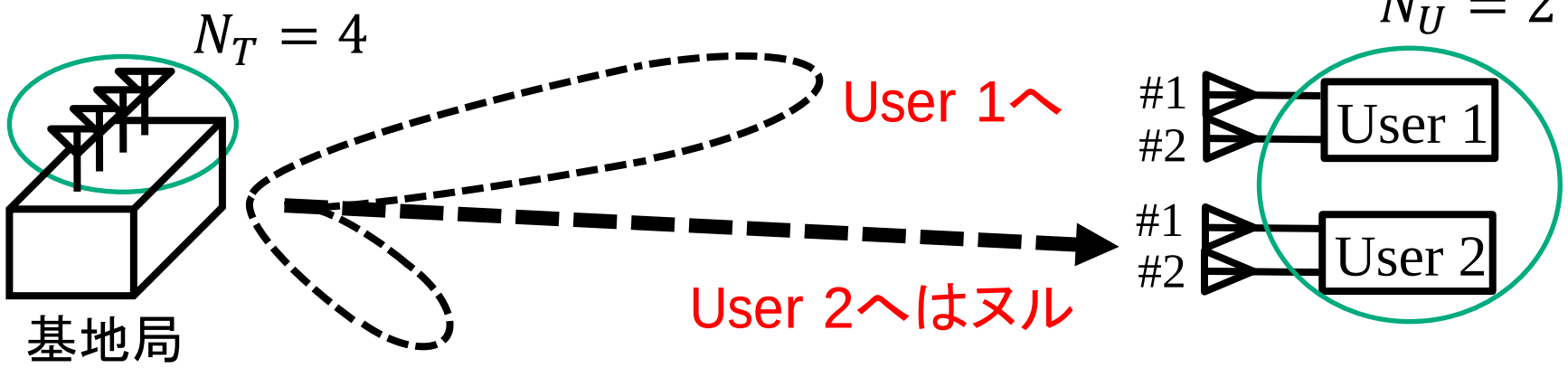
雑音強調の緩和

α: 正則化パラメータ（擬似雑音） ➡ $\alpha = \sigma^2 N_U N_R$

（σ^2:雑音電力, 総送信電力＝1 ）

BD法　Block Diagonalization

他ユーザに干渉しないようにウエイトを決定



チャネル行列

$$\boldsymbol{H} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{H}^{(1)} \\ \vdots \\ \boldsymbol{H}^{(k)} \\ \vdots \\ \boldsymbol{H}^{(N_U)} \end{bmatrix}$$

$\boldsymbol{H}$から$\boldsymbol{H}^{(k)}$を取り除き行列$\overline{\boldsymbol{H}}^{(k)}$と定義

$$\overline{\boldsymbol{H}}^{(k)} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{H}^{(1)} \\ \vdots \\ \boldsymbol{H}^{(k-1)} \\ \boldsymbol{H}^{(k+1)} \\ \vdots \\ \boldsymbol{H}^{(N_U)} \end{bmatrix}$$

送信ウエイト行列

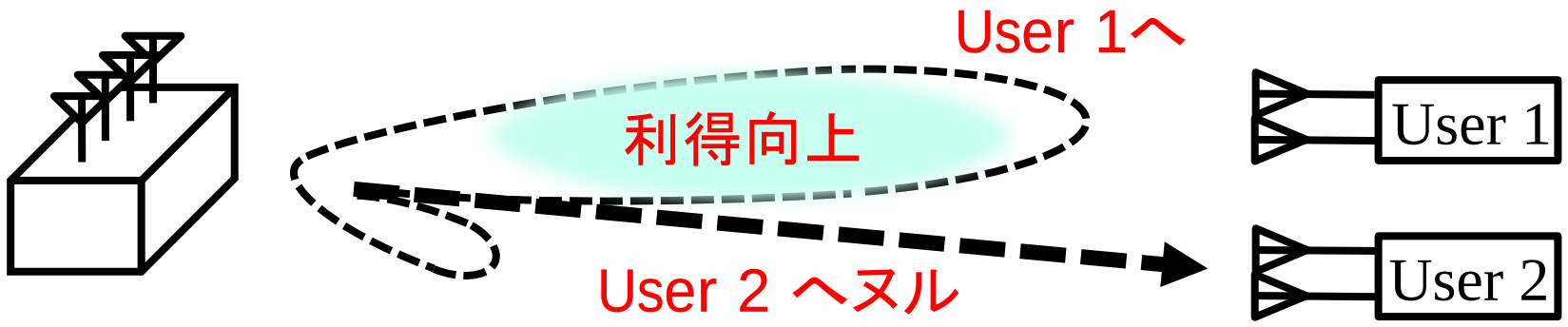
$$\boldsymbol{W} = \left[\boldsymbol{W}^{(1)} \cdots \boldsymbol{W}^{(k)} \cdots \boldsymbol{W}^{(N_U)}\right]$$

他ユーザへの与干渉を最小化

$$\min_{\boldsymbol{W}^{(k)}} \frac{\left\|\overline{\boldsymbol{H}}^{(k)}\boldsymbol{W}^{(k)}\right\|_F^2}{\left\|\boldsymbol{W}^{(k)}\right\|_F^2}$$

BMSN法 Block Maximum Signal-to-Noise ratio

干渉除去 $\min_{\boldsymbol{W}^{(k)}} \left\| \bar{\boldsymbol{H}}^{(k)} \boldsymbol{W}^{(k)} \right\|_F^2$ ＋ 所望信号電力高める $\max_{\boldsymbol{W}^{(k)}} \left\| \boldsymbol{H}^{(k)} \boldsymbol{W}^{(k)} \right\|_F^2$



SNR最大化

$$\max_{\boldsymbol{W}^{(k)}} \frac{\left\| \boldsymbol{H}^{(k)} \boldsymbol{W}^{(k)} \right\|_F^2}{\left\| \bar{\boldsymbol{H}}^{(k)} \boldsymbol{W}^{(k)} \right\|_F^2 + \alpha \left\| \boldsymbol{W}^{(k)} \right\|_F^2}$$

α: 擬似雑音 ➡ $\alpha = \sigma^2 N_U N_R$ （σ^2:雑音電力, 総送信電力＝1 ）

計算機シミュレーションによる比較検討

シミュレーション諸元

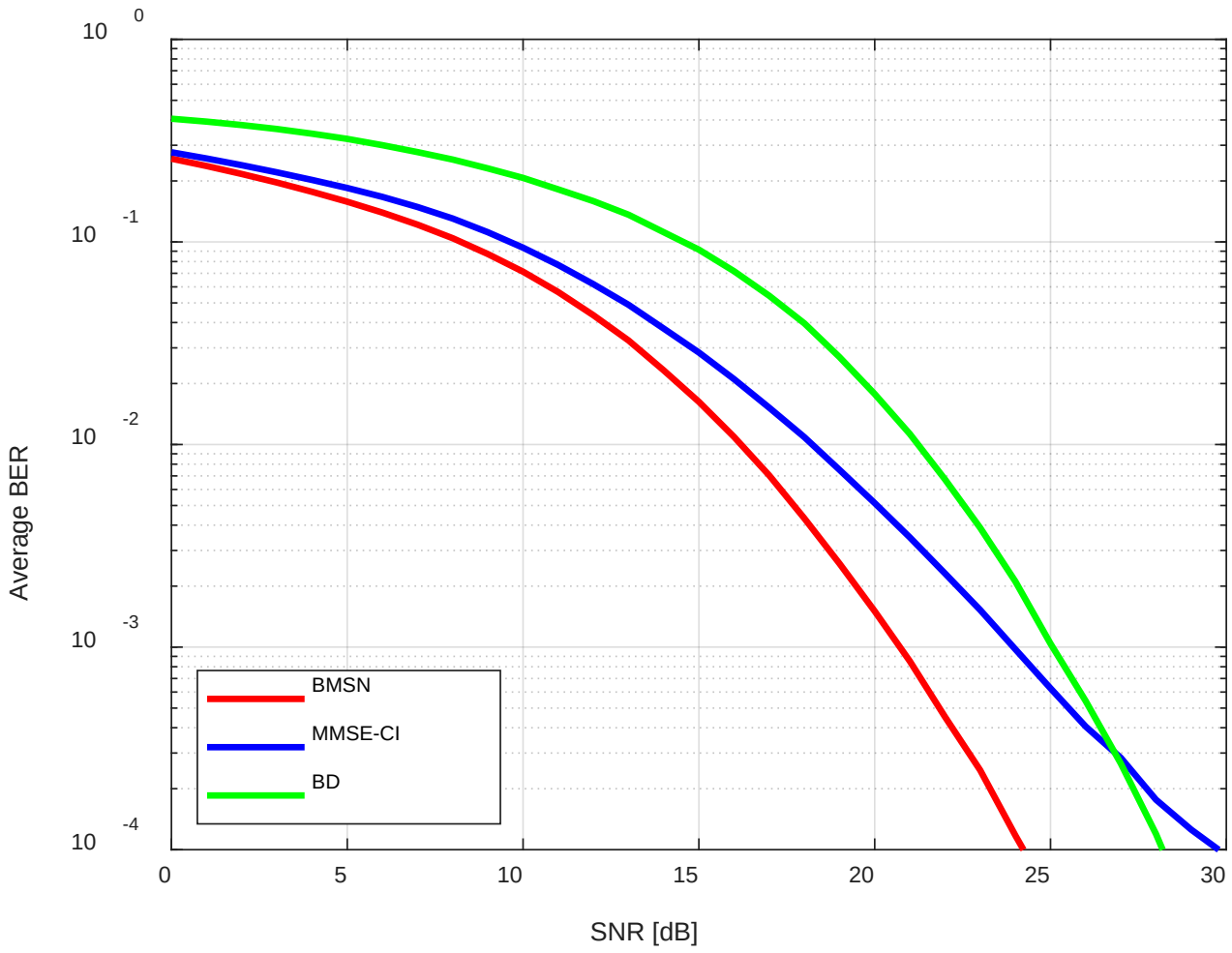
(N_T, N_R, N_U)	(16,2,8)
伝搬チャネル	i. i. d. Rayleigh fading
擬似雑音α	$\alpha = \sigma^2 N_U N_R$
各ユーザの伝送方式	E-SDM（固有モード伝送）

適応変調 (4 bits/symbol/user)

No.	bit/symbol/user	変調方式1	変調方式2
1	[2,2]	QPSK	QPSK
2	[3,1]	8QAM	BPSK
3	[4,0]	16QAM	―

$[m, n]$：大きいチャネル固有値にmビット，
小さいチャネル固有値にnビット伝送

シミュレーション結果：BER特性



- BMSN法：BD法，MMSE−CI法と比べ優れたBER特性
- MMSE−CI法：SNR=25dB以下ではBD法よりも低いBER. 25dBを超えるとBD法よりもBERが大きい（雑音強調の影響）.

シミュレーション結果：チャネル容量

第kユーザのチャネル容量

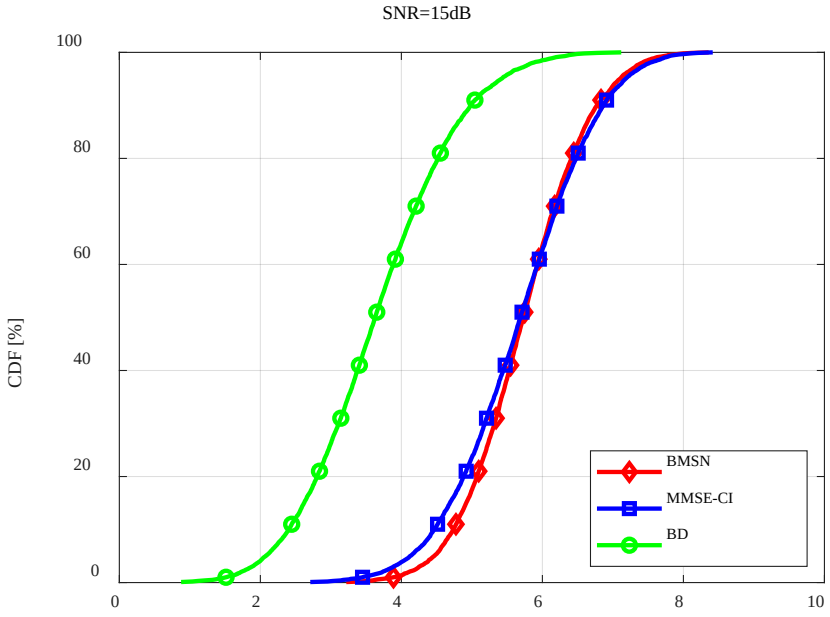
$$C^{(k)} = \sum_{i=1}^{N_R} \log_2 \left(1 + \boxed{\frac{\tilde{\lambda}^{(k)}(i)}{P_I{}^{(k)}(i) + N_T \sigma^2}} \right) \quad \text{[bits/s/Hz]}$$

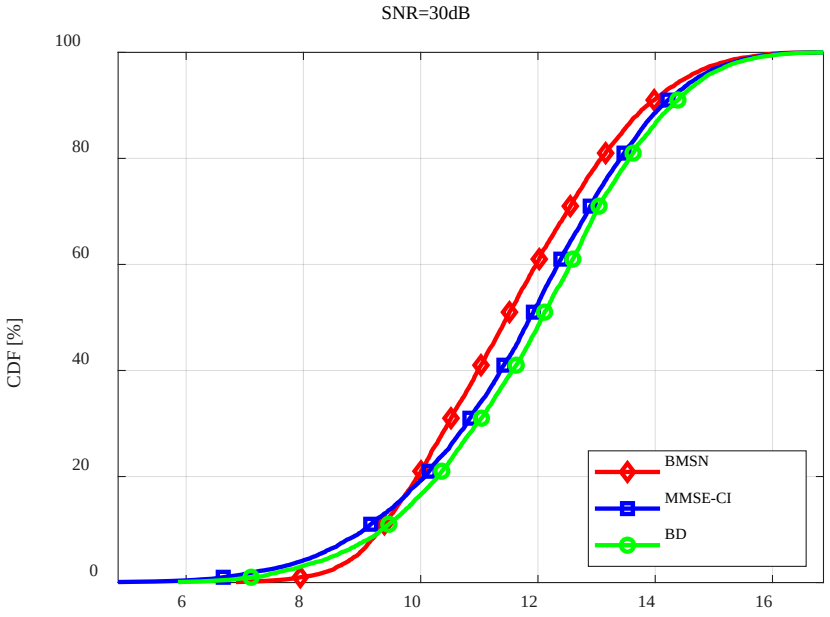
第kユーザの第i固有値の受信SINR

$\tilde{\lambda}^{(k)}(i)$ ：第kユーザの第i固有値

$P_I{}^{(k)}(i)$ ：第kユーザの第i固有値（受信アンテナ）の残留干渉波電力

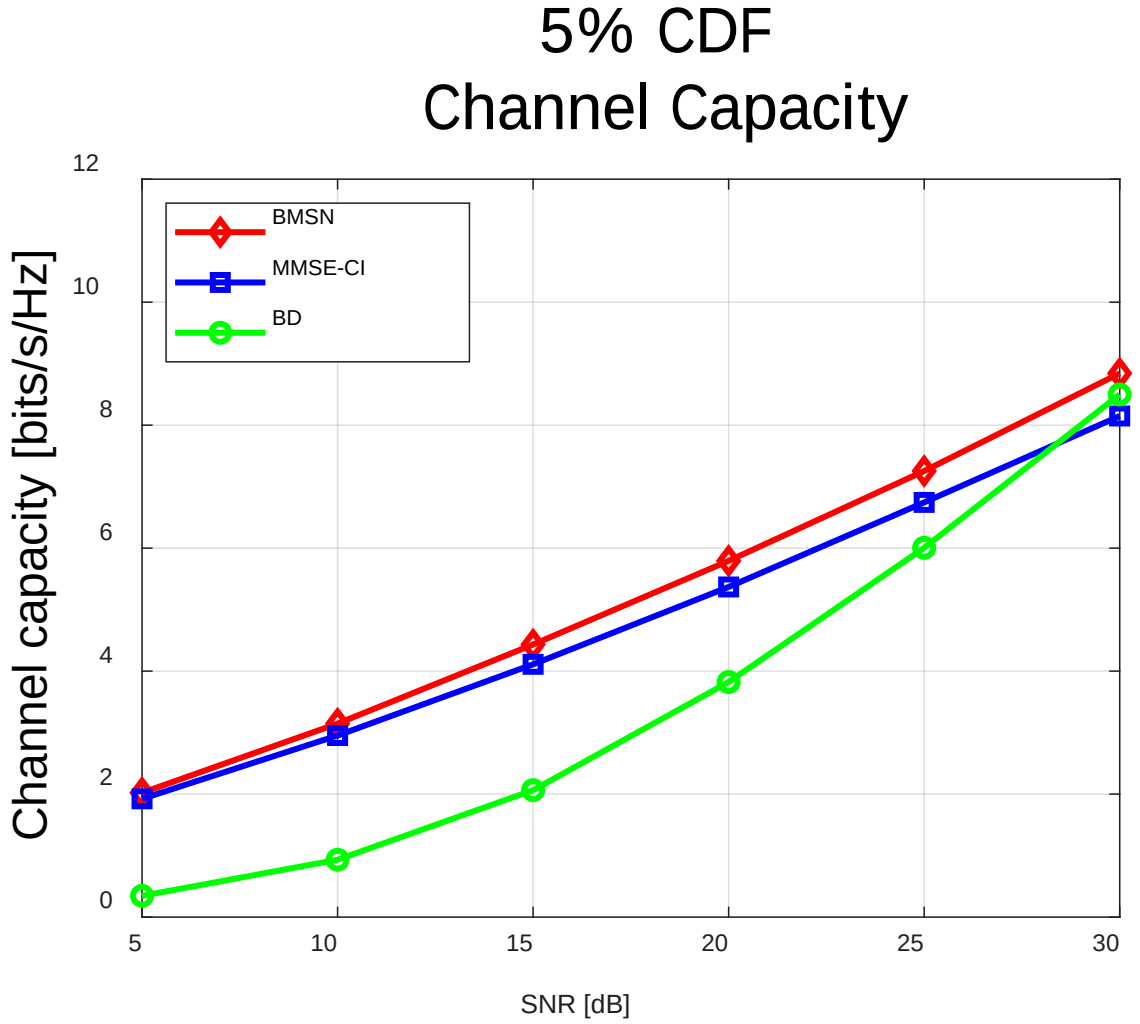
シミュレーション結果：チャネル容量(続き)





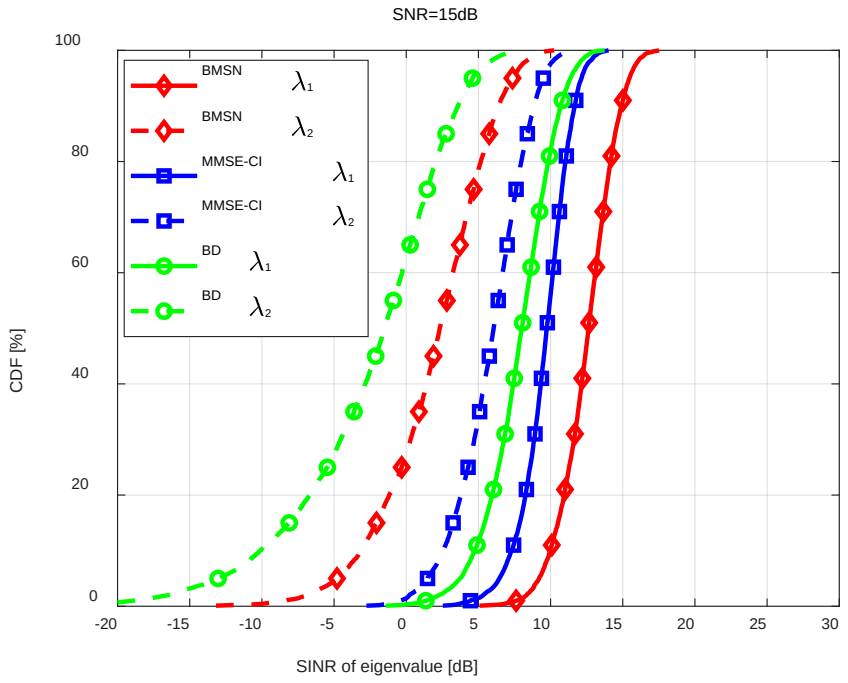
- SNR=15dB（低SNR)
  BMSN法とMMSE-CI法はBD法と比べ優れたチャネル容量特性
- SNR=30dB（高SNR)
  MMSE-CI法とBD法はわずかであるがBMSN法よりも良い

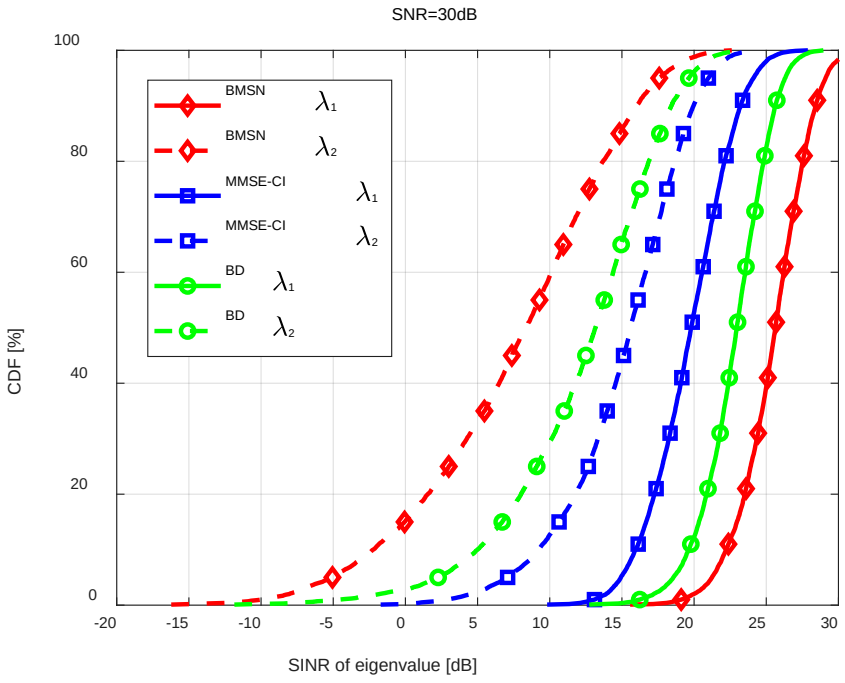
シミュレーション結果：チャネル容量（続き）



- CDF=5%のチャネル容量を比較すると，BMSN法はMMSE-CI法よりわずかであるが高い値を示している．
- SNRが高い場合はBD法もチャネル容量が大きく，3つのアルゴリズムの差異は小さい．

シミュレーション結果:チャネル固有値特性





BMSN法:第1固有値が他の手法と比べて大きい.
MMSE-CI法:第1固有値と第2固有値の差が最も小さい.

- 第2固有値が雑音に埋もれる低SNRでは第1固有値が最も大きいBMSN法のチャネル容量が大きいことになる.
- 高SNRでは第2固有値も伝送に寄与するので，第2固有値の小さいBMSN法は全体的にチャネル容量が小さいことになる.

将来展望
5（Massive MIMO，Hybrid MIMOなど）

【ポイント】

- フルディジタル処理かアナログ–ディジタルのHybrid処理か
- ミリ波，テラヘルツ波への対応

Massive MIMO

MIMOにおいて送受信アンテナの数を大量に増やした上で，通信路の安定化と高速化を図る技術．通常，1つのアンテナアレーに数十，数百，または数千のアンテナを備える．

多くのアンテナを使って通信を行う

↓

ひとりひとりに専用の電波を割り当てる

↓

人が多く集まる場所でも快適なモバイル通信を実現

Massive MIMOの利点

- セルエッジのカバレッジ向上
  Massive MIMOは，通信を空間的にエンドユーザに向けて集中させることで，セルエッジでの通信性能を向上

- スループットの向上
  MU-MIMOの空間多重化とMassive MIMOを組み合わせて使用すると，空間自由度の増大に伴い全体のスループットを大幅に改善

- ミリ波 (mmWave) の活用
  ミリ波伝送でMassive MIMOを活用することで信号強度を高めることが可能．ミリ波が導入された5Gシステムにおいて，Massive MIMOはより重要な存在．

【参考】 https://jp.mathworks.com/discovery/massive-mimo.html

Massive MIMOの課題

Massive MIMOでMU-MIMOの制御を適用しようとすると，アンテナ毎に周波数変換器とA/D，D/A 変換器を設ける必要がある．

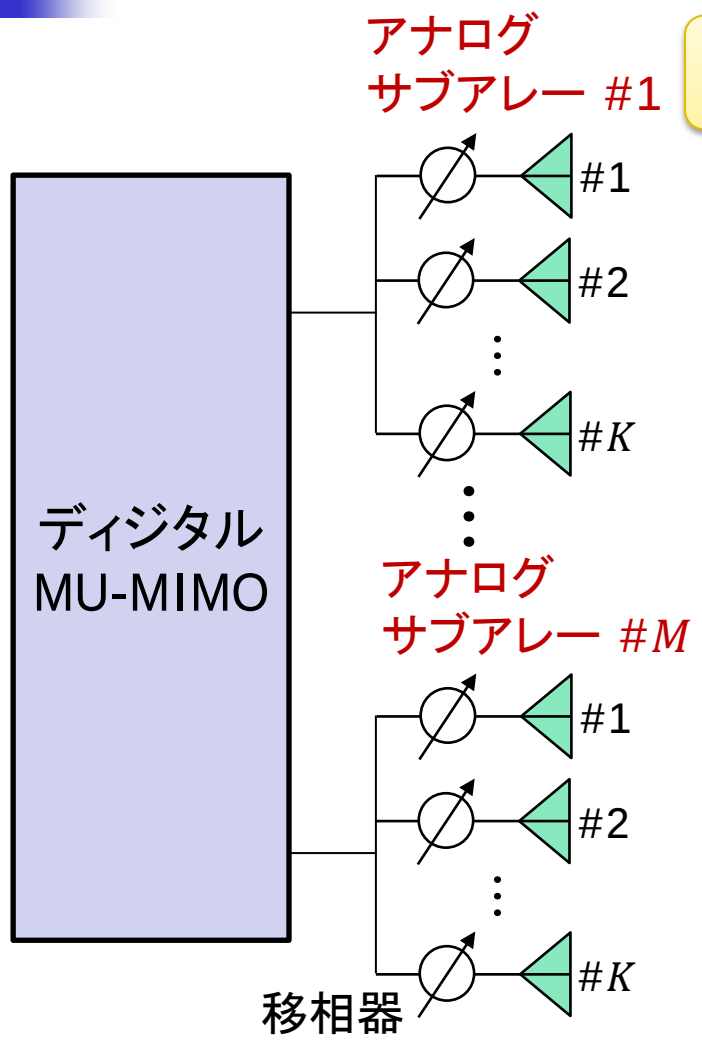
- 消費電力が増大する
- 逆行列や特異値分解を非常に大きなサイズの行列で計算する必要がある

ディジタル信号処理のみでMassive MIMO の制御を実現することは現実的ではない．

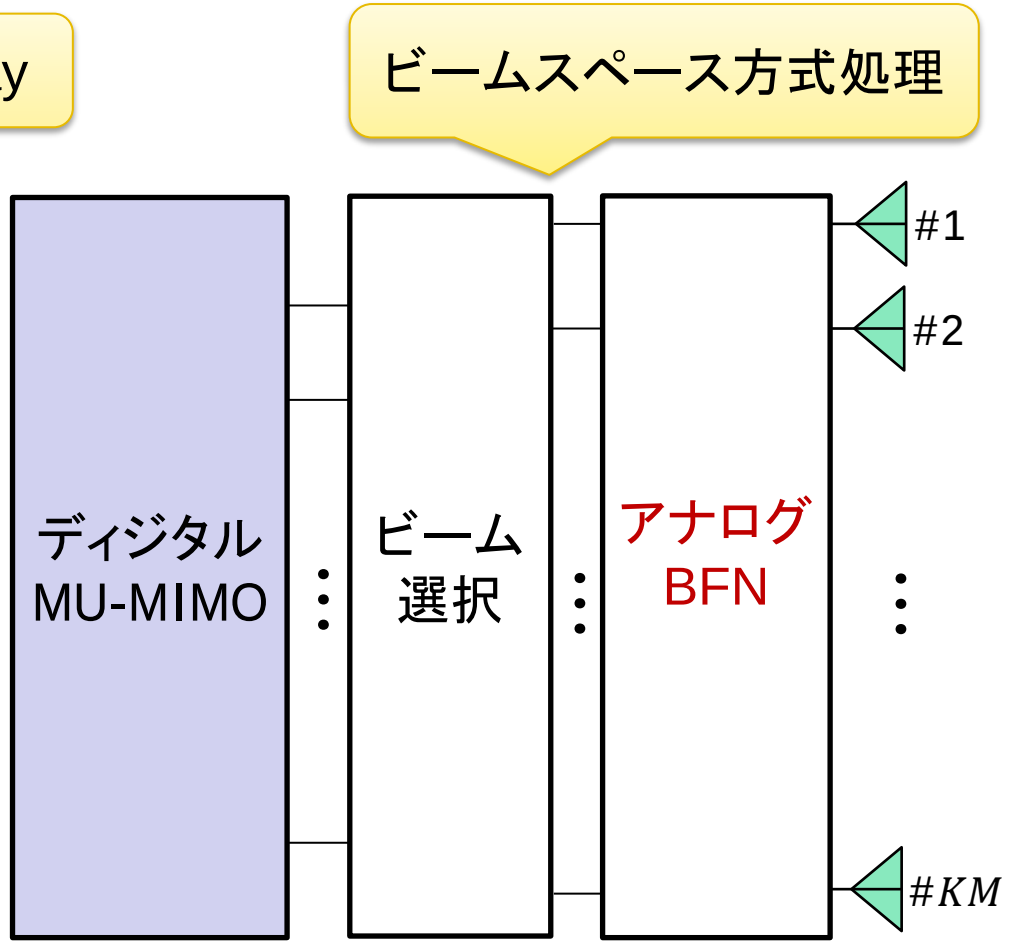
アナログ・ディジタルHybrid Massive MIMO

- アナログ部：最大比合成（MRC）等 のウエイトやコードブックを利用して所望信号を合成
- ディジタル部：線形制御によるMU-MIMO伝送処理

Hybrid方式：サブアレー型とマルチビーム型



サブアレー型Hybrid方式



マルチビーム型Hybrid方式

ミリ波・テラヘルツ波への対応

ミリ波伝搬の実測・シミュレーション・モデリングの課題

- 電波の到達距離が短くなるため，より多くの地点で伝搬測定する必要がある.
- 気象条件にも影響されやすくなるため，必要な条件のデータを現場で取得するのは非常に困難である.
- 実測データと合わせて，様々な条件を再現できるシミュレーションを活用し，適切なモデリングを行うことが期待される.

見通し内 (LoS) MIMOの検討も

ミリ波伝搬モデルを用いたMassive MU-MIMOの評価

テラヘルツ波用のアンテナおよびデバイスの開発も

テラヘルツ波の利用に向けて

- ミリ波より電波の直進性が増し，見通し内通信が基本となるため，直接波が到達する範囲を増やすことが重要.
- サブアレーを分散配置させ（分散MIMO），異なる場所からビーム照射することが有効. ドローンの活用も視野に.
- Massive MIMOと分散MIMOを組み合わせた「セルフリーMassive MIMO」の検討.

まとめ

アダプティブアンテナ

MIMO

MU-MIMO

Massive MU-MIMO

基礎技術は
大切！

MIMO伝送の中で生き続けるアダプティブアンテナ

参考文献

MMSEアダプティブアンテナ関連

[1] B.Widrow, P.E.Mantey, L.J.Griffiths, and B.B.Goode, “Adaptive Antenna Systems,” Proc. IEEE, vol.55, No.12, pp.2143-2159 (Dec. 1967).

MSNアダプティブアンテナ関連

[2] S.P.Applebaum, “Adaptive Arrays,” IEEE Trans. Antennas & Propag., vol.AP-24, No.5, pp.585-598 (Sept. 1976).

[3] 大宮学, 小川恭孝, 伊藤精彦, "通信系におけるハウエルズ・アップルバウムアダプティブアレーの定常特性," 信学論B, Vol.J65-B, No.4, pp.499-500 (Apr. 1982).

DCMPアダプティブアンテナ関連

[4] O.L.Frost,III, “An Algorithm for Linearly Constrained Adaptive Array Processing,” Proc. IEEE, vol.60, No.8, pp.926-935 (Aug. 1972).

[5] K.Takao, M.Fujita and T.Nishi, "An Adaptive Antenna Array under Directional Constraint," IEEE Trans. Antennas & Propag., vol.AP-24, No.5, pp.662-669 (Sept. 1976).

[6] K.Takao and N.Kikuma, "Tamed Adaptive Antenna Array," IEEE Trans. Antennas & Propag., vol.AP-34, No.3, pp.388-394 (Mar. 1986).

PIアダプティブアンテナ関連

[7] R.L.Riegler and R.T.Compton, Jr., “An Adaptive Array for Interference Rejection,” Proc. IEEE, vol.61, No.6, pp.748-758 (June 1973).

CMAアダプティブアンテナ関連

[8]大鐘武雄, 笹岡秀一, 松沢直人, 志村隆則, "CMAアダプティブアレーを適用した高速GMSK伝送装置の都市内走行実験結果," 信学論B, Vol.J75-B2, No.11, pp.797-805 (Nov. 1992).

参考文献

アダプティブアンテナ全般（教科書的なもの）

[9] R.A.Monzingo, R.L.Haupt, and T.W.Miller, Introduction to Adaptive Arrays (2nd Edition), Scitech Publishing (June 2011).

[10] 菊間信良，アダプティブアンテナ技術，オーム社 (2003).

[11] 菊間信良，アレーアンテナによる適応信号処理，科学技術出版 (1998).

MIMO関連

[12] 大鐘武雄，小川恭孝，わかりやすいMIMOシステム技術, オーム社 (2009).

[13] 小川恭孝，"MIMO技術の基礎と応用," 信学会 MIKA2019 (Oct. 2019).

[14] 小川恭孝，"MIMO技術の基本と応用," MWE2019, WE6B-1 (Nov. 2019).

マルチユーザMIMO関連

[15] 西森健太郎，マルチユーザMIMOの基礎，コロナ社 (2014).

Massive MIMO & Hybrid MIMO関連

[16]F.Rusek, et al., "Scaling Up MIMO: Opportunities and Challenges with Very Large Arrays," IEEE Signal Processing Magazine, pp.40-60 (Jan. 2013).

[17]須山，奥山，小原，奥村，"5G実現に向けた高周波数帯Massive MIMO技術,"
信学技報 AP2015-137, RCS2015-222 (Nov. 2015).

[18]井浦，中川，内田，平，岡崎，須山，小原，奥村，岡村，“高周波数帯屋外伝搬測定結果を用いたアナログビームフォーミングMIMOシステムの性能評価,” 信学技報 AP2015-116, RCS2015-201 (Nov. 2015).

[19]西森，工藤，谷口，平栗，広川，“64ビームMassive MIMOの屋内実環境における効果,” 信学技報 AP2019-11 (May 2019).

ご清聴どうもありがとうございました