

離散ガウス波形による 2 次元 BPSK 信号の性能評価

大橋 正良

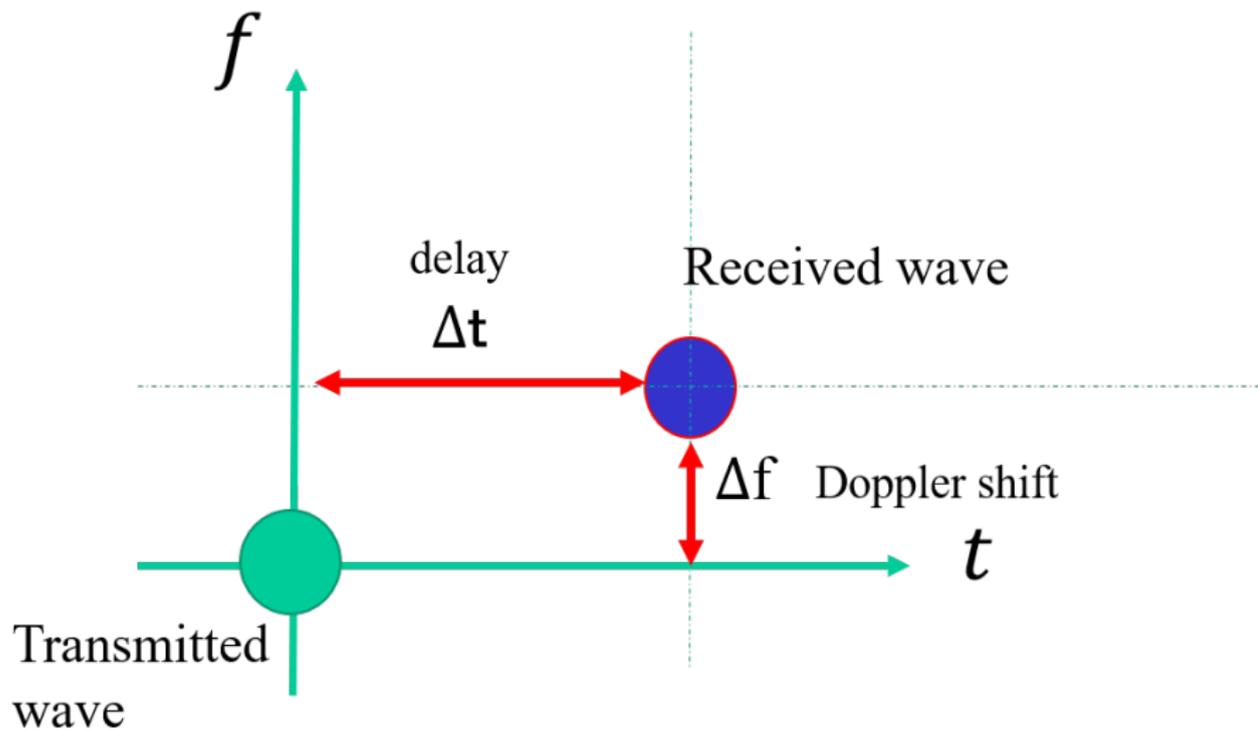
福岡大学

2020/12/1

- ① 提案方式の概要
- ② 提案信号の構成
- ③ 送信部・受信部の構成
- ④ 復号基本特性
 - Ambiguity Function
 - $N = N' = 2, 4$ での推定特性
 - マッチドフィルタ手法での推定
- ⑤ 今後の予定

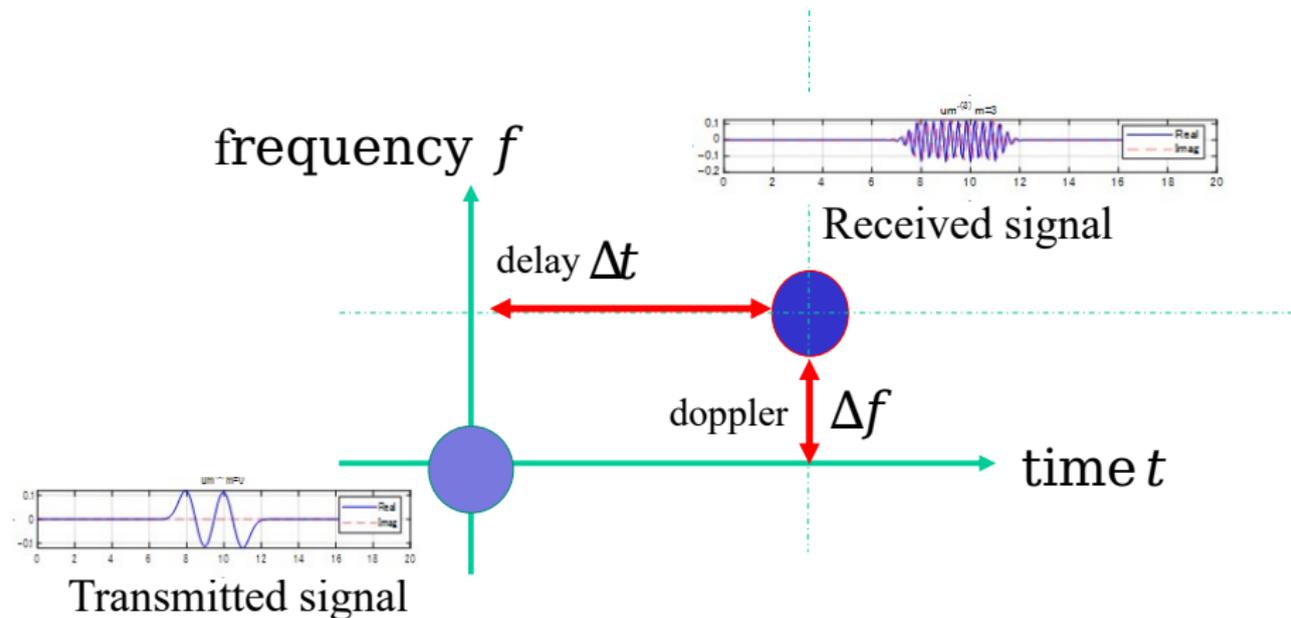
レーダの原理

遅延 Δt , ドップラー Δf を推定する



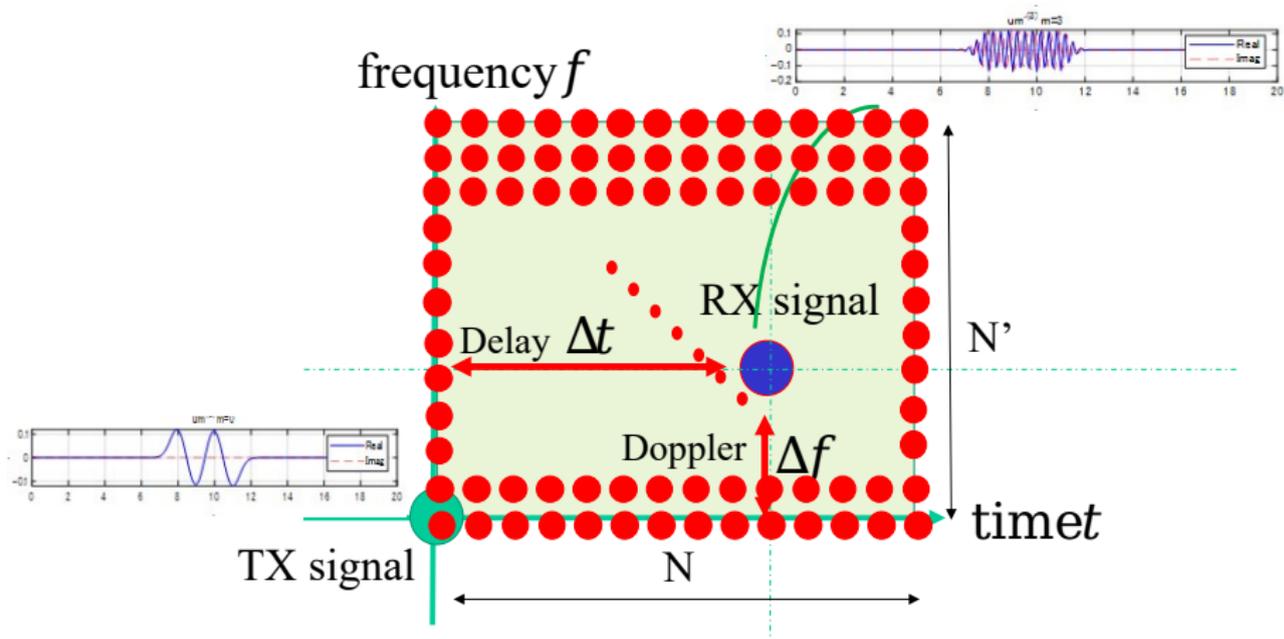
最尤推定

最も確からしい推定をするためには、送信した波形に対して、候補となる遅延 Δt 、ドップラー Δf を与えてみて、受信信号と最も一致度の高い $(\Delta t, \Delta f)$ があれば、それをターゲットの推定距離、速度とする

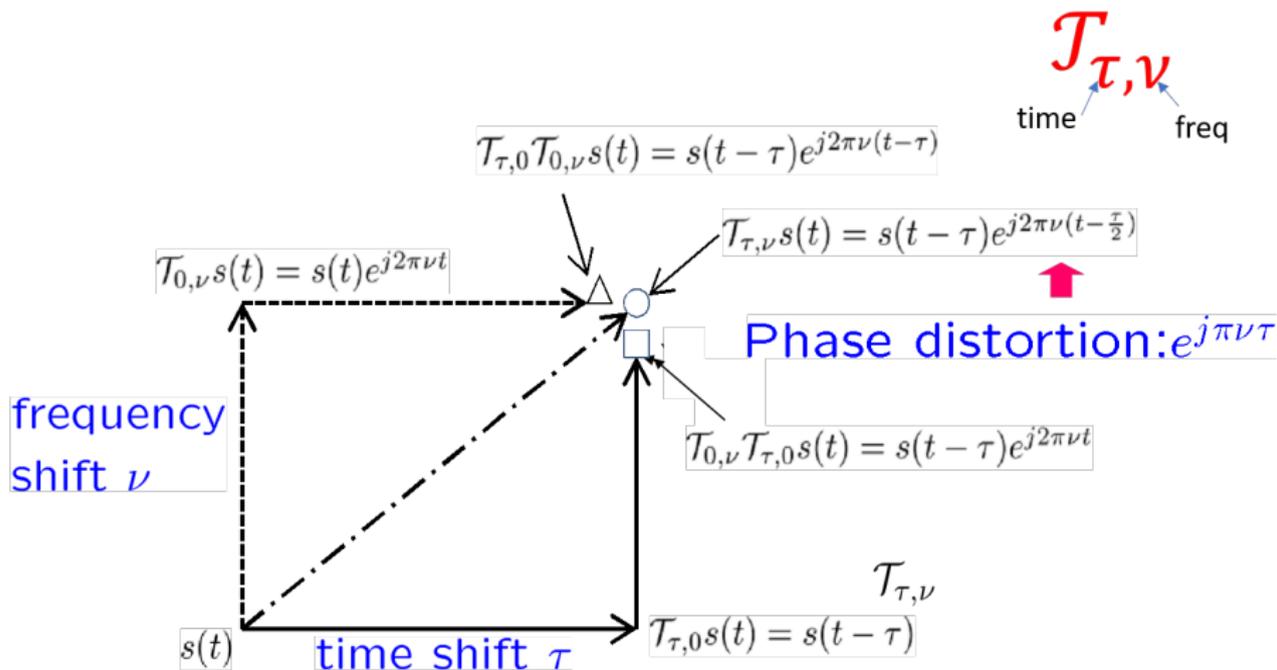


ところが本当に最適な解を求めるのは計算量的に大変

送信波形を、要求される分解能でちょっとずつ時間、周波数をずらして受信信号との相関をとらないといけない。もし探索が時間領域で N 点、周波数領域で N' 点あったとすると $N' \times N$ 回の相関を取って最もよくマッチするケースを割り出す必要がある



Time shift and frequency shift operator



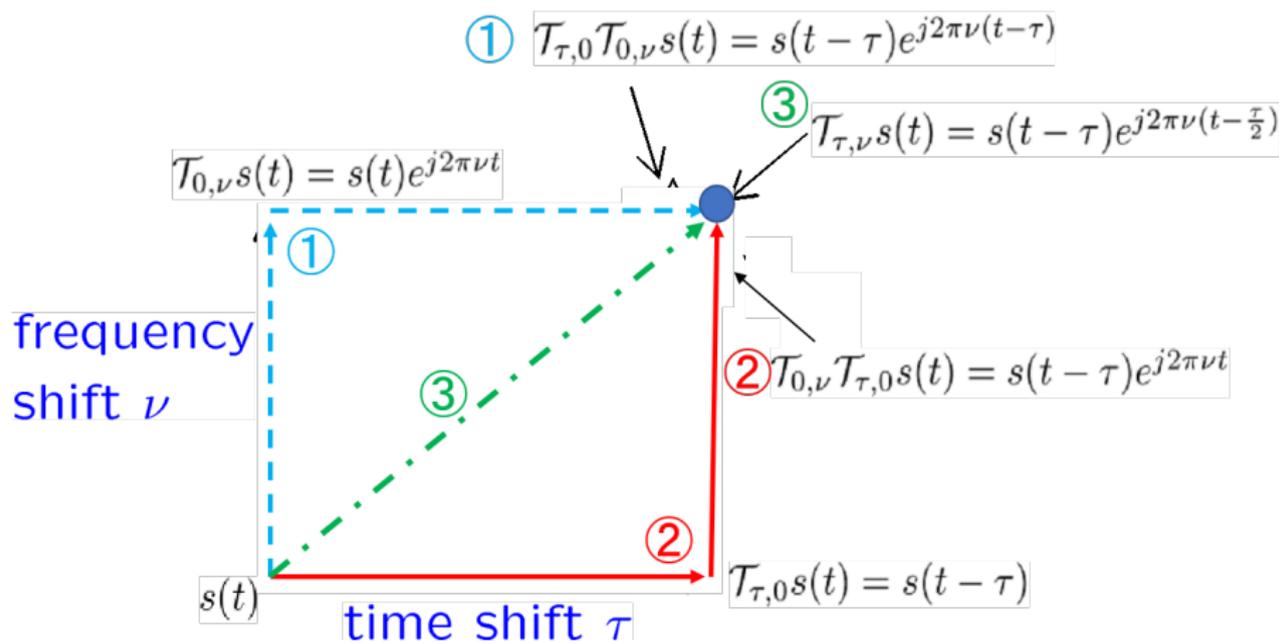
time shift $\mathcal{T}_{\tau, 0}$ frequency shift $\mathcal{T}_{0, \nu}$

Non-commutativity of operators:

$$\mathcal{T}_{\tau, 0} \cdot \mathcal{T}_{0, \nu} = e^{-j2\pi\nu\tau} \cdot \mathcal{T}_{0, \nu} \cdot \mathcal{T}_{\tau, 0}$$

Time shift and frequency shift operator

言い換えると受けた遅延 τ 、ドップラー ν を (1),(2),(3) いずれのモデルを用いて推定するかという問題



Time and Frequency shift operator

Kohda et al define time shift and frequency shift operator ¹

Definition (Time and Frequency shift operator)

$$\begin{aligned}\mathcal{T}_{\tau,\nu}z(t) &= z(t - \tau)e^{j2\pi\nu(t-\frac{\tau}{2})}, \\ \mathcal{T}_{-\tau,\nu}^f Z(f) &= Z(f - \nu)e^{-j2\pi\tau(f-\frac{\nu}{2})}\end{aligned}\quad (1)$$

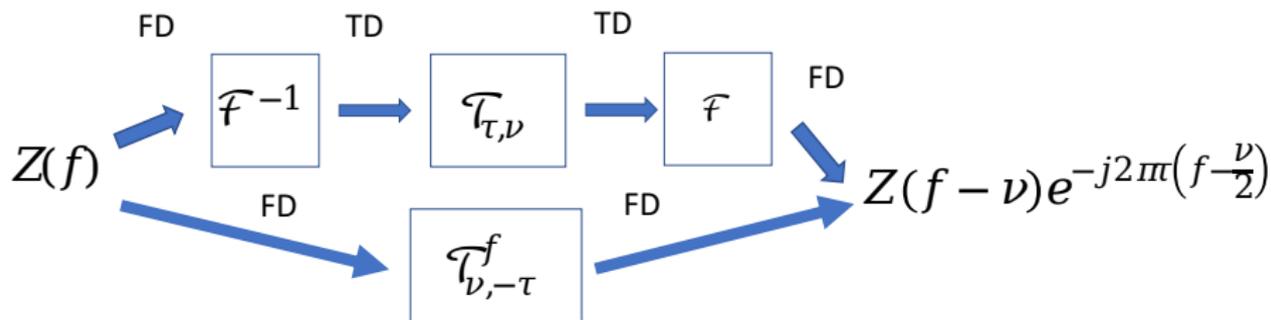
Then the following property is hold.

Time and frequency symmetry

$$\mathcal{T}_{-\tau,\nu}^f = \mathcal{F}\mathcal{T}_{\tau,\nu}\mathcal{F}^{-1}\quad (2)$$

¹T.Kohda, Y.Jitsumatsu, and K.Aihara, "Signals that can be easily time-frequency synchronized from their ambiguity function," *Proc.ITW2013*, (2013).

Equivalency between TD and FD shift operation

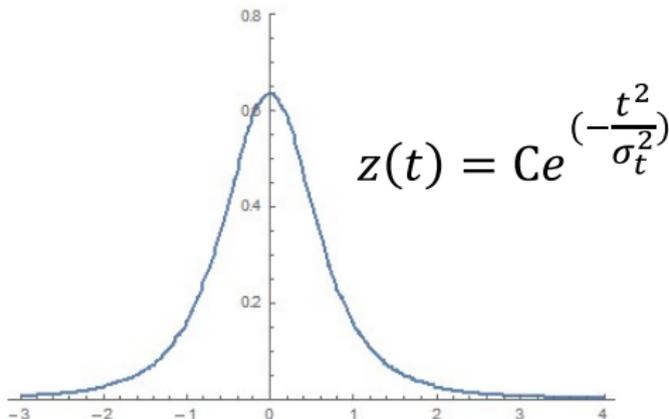


These operators make manipulation on TD and FD plane equivalent!

TFS の性質を備えた 2 次元 BPSK 信号の生成.

ガウス波形の採用

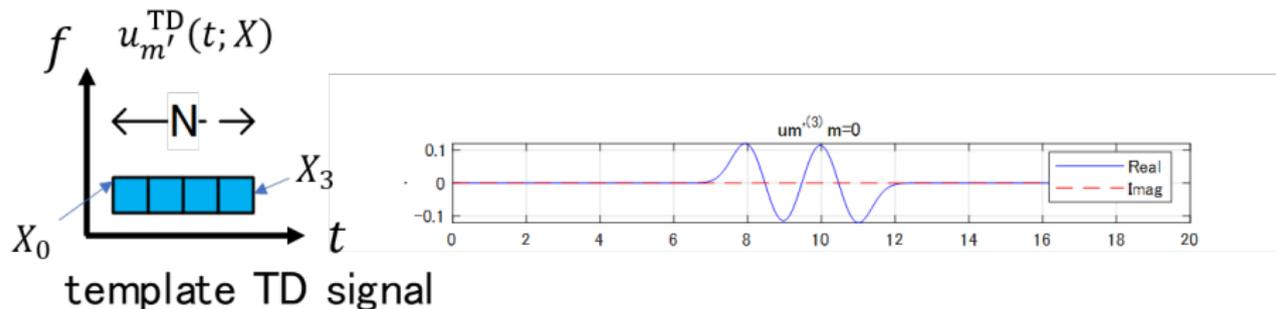
ガウス波形を採用すると、相関の演算が、周波数領域と、時間領域での相関の積となり、遅延、ドップラーを別々に推定してよい².



²T. Kohda et al, "2D Markovian SS codes flatten time-frequency distribution of signals in asynchronous Gabor division CDMA systems," 2011 IEEE ICASSP, 2011.

TD template の生成

$N = 4$ を例にして、TD template を生成する

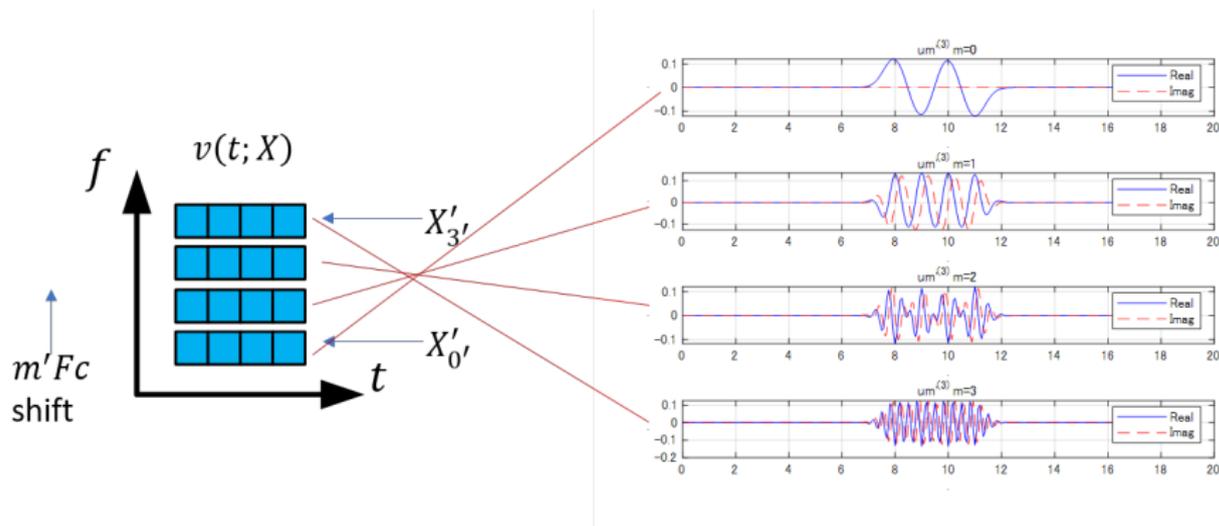


$$u_{m'}^{(3)}[k; \mathbf{X}] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} X_m e^{-j\pi m m' M M' \Delta t \Delta f} \mathcal{T}_{m M, 0}^d g[k],$$

$$0 \leq m' \leq N' - 1,$$

TD signature の生成

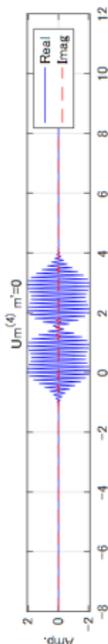
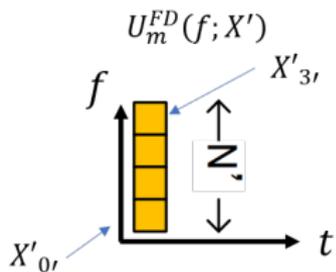
$N = 4$ を例にして、TD template から signature を生成する



$$v[k; \mathcal{X}] = \frac{1}{\sqrt{N'}} \sum_{m'=0}^{N'-1} X'_{m'} \mathcal{T}_{m'M'}^d u_{m'}^{(3)}[k; \mathbf{X}],$$

FD template の生成

$N' = 4$ を例にして、FD template を生成する

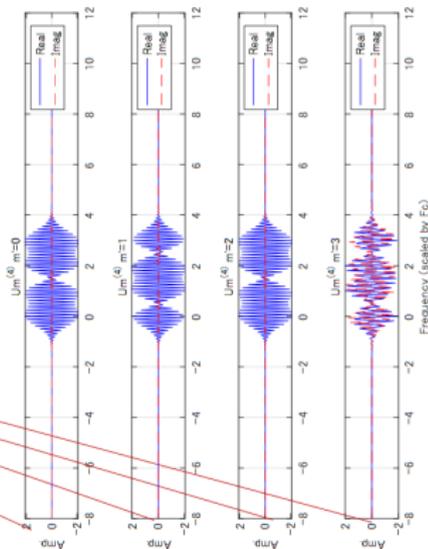
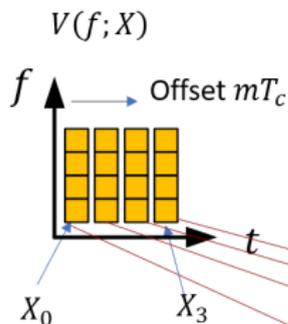


$$U_m^{(4)}[l; \mathbf{X}'] = \frac{1}{\sqrt{N'}} \sum_{m'=0}^{N'-1} X'_{m'} e^{-j\pi m m' M M' \Delta t \Delta f} \mathcal{T}_{m'/M',0}^{f,d} G[l],$$

$$0 \leq m \leq N \frac{1}{15} / 41$$

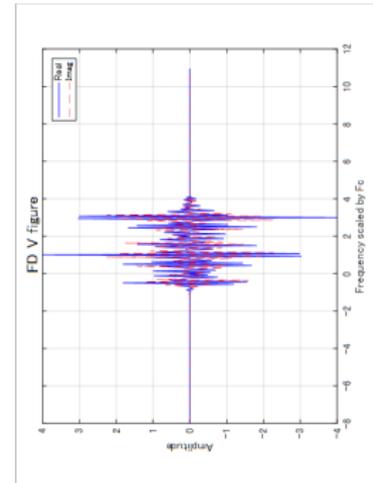
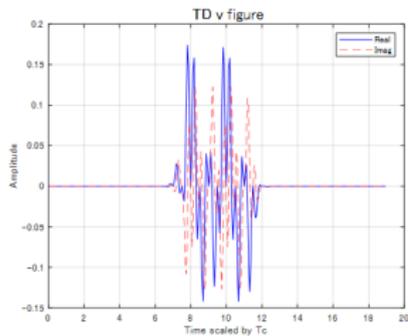
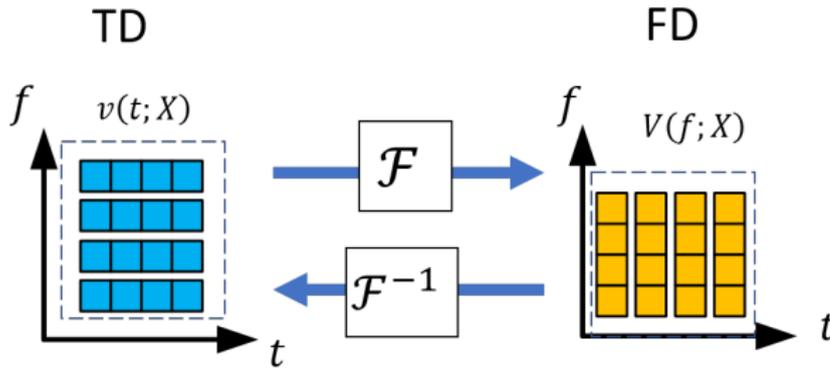
FD signature の生成

$N' = 4$ を例にして、FD template から signature を生成する



$$V[l; \mathbf{x}] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} X_m \mathcal{T}_{0, -mM}^{\text{f,d}} U_m^{(4)} [l; \mathbf{X}']$$

両 Signature は完全に対称となる

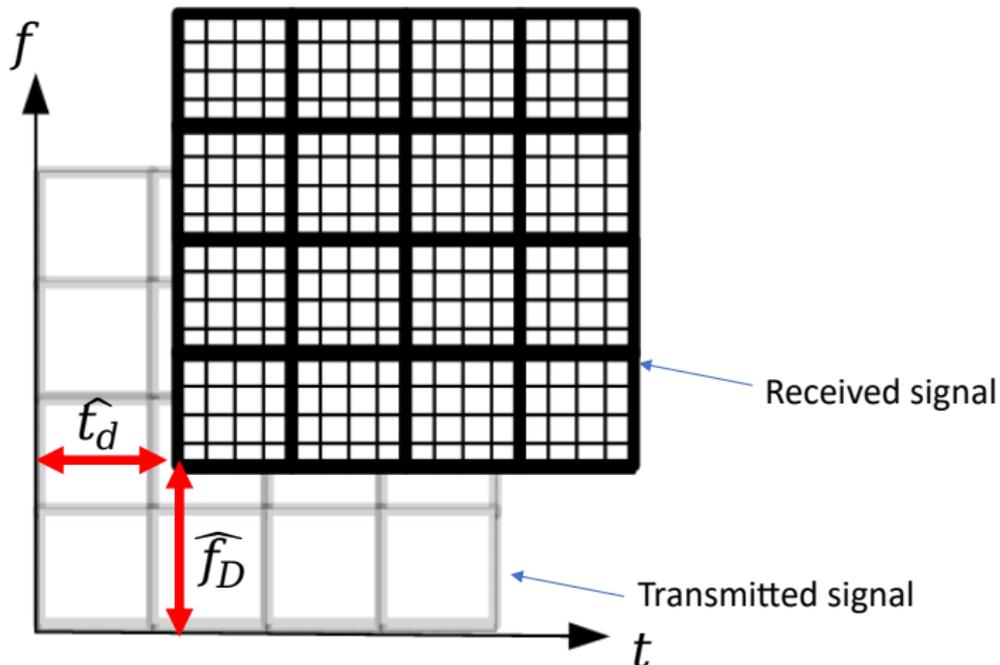


送信部・受信部の構成.

推定手法；受信信号と送信信号の相関をとる

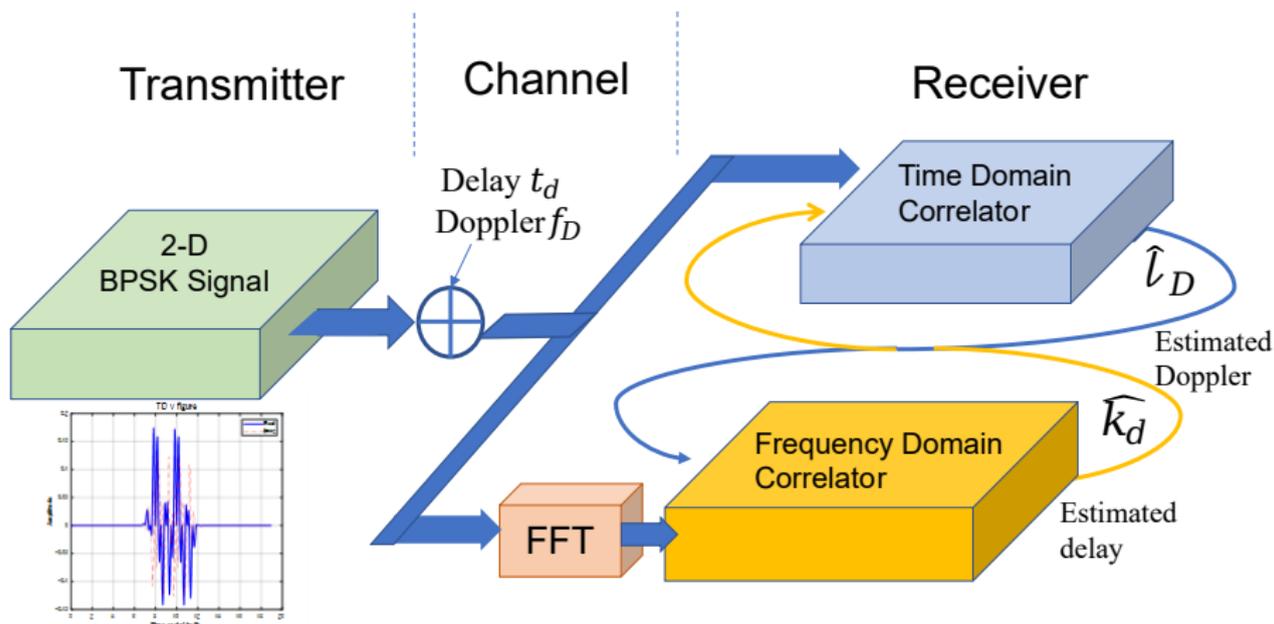
Calculate correlation between received signal and \hat{t}_d and \hat{f}_D offset transmitted signal.

Received signal affected by delay t_d and doppler f_D



\hat{t}_d and \hat{f}_D 2D estimation

Block diagram of transmitter and receiver



Correlation calculation on TD and FD

On TD

$$c_{\rho'}^{(3)}(\ell_\mu; \widehat{k}_d) = \langle Ae^{i\kappa} \mathcal{T}_{k_d, \ell_D}^d v[k; \mathcal{X}], \mathcal{T}_{\widehat{k}_d, \ell_\mu}^d \mathcal{T}_{0, \rho' M'}^d Y_{\rho'}' u_{\rho'}^{(3)}[k; \mathbf{Y}] \rangle$$

ここで \langle, \rangle はエルミート内積, $Ae^{i\kappa}$ は伝送路の減衰定数, $v[k; \mathcal{X}]$ は送信信号, また相関演算に用いる $u_{\rho'}^{(3)}$ ならびにその信号の要素は, 符号 $\mathbf{X}, X_{\rho'}'$ の代わりに $\mathbf{Y}, Y_{\rho'}'$ で示している.

On FD

$$C_{\rho}^{(4)}(k_\sigma; \widehat{\ell}_D) = \langle Ae^{i\kappa} \mathcal{T}_{\ell_D, -k_d}^{f,d} V[l; \mathcal{X}], \mathcal{T}_{\widehat{\ell}_D, -k_\sigma}^{f,d} \mathcal{T}_{0, -\rho M}^{f,d} Y_{\rho} U_{\rho}^{(4)}[l; \mathbf{Y}'] \rangle$$

$V[l; \mathcal{X}]$ は送信信号の FT, また相関演算に用いる $U_{\rho}^{(4)}$ ならびにその信号の要素は, 符号 \mathbf{X}', X_{ρ} の代わりに \mathbf{Y}', Y_{ρ} で示している.

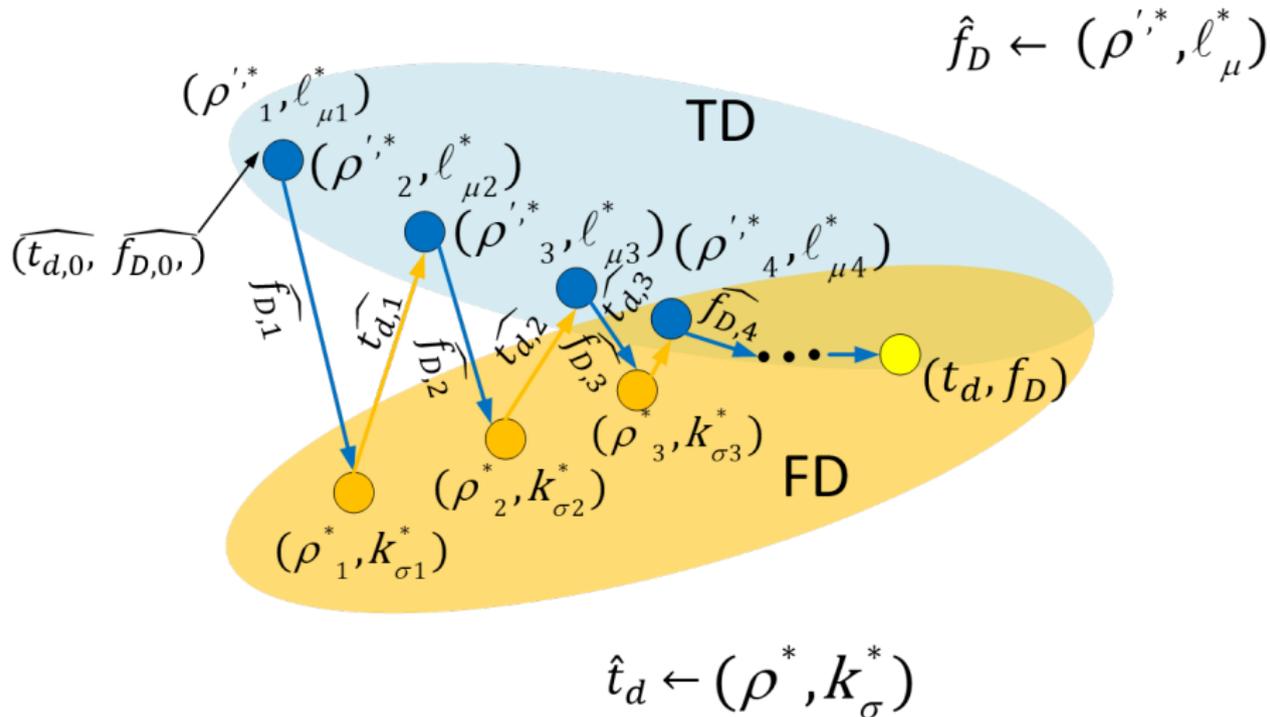
Estimation of delay and Doppler

Find out a pair of $(\rho'^{*}, \ell_{\mu}^*)$, (ρ^*, k_{σ}^*) which maximize their real part according to the following equations.

$$(\rho'^{*}, \ell_{\mu}^*) = \operatorname{argmax}_{\rho', \ell_{\mu}} \Re \frac{C_{\rho'}^{(3)}(\ell_{\mu}, \widehat{k}_{d,s})}{X'_{\rho'} \widehat{Ae^{i\kappa}}},$$

$$(\rho^*, k_{\sigma}^*) = \operatorname{argmax}_{\rho, k_{\sigma}} \Re \frac{C_{\rho}^{(4)}(k_{\sigma}, \widehat{\ell}_{D,s})}{X_{\rho} \widehat{Ae^{i\kappa}}},$$

Phase Updating Loop Process



Von Neumann' s APA (Alternative Projection Algorithm) guarantees the conversion to target (t_d, f_D) .

- 通常の時間領域-周波数領域に亘る最尤の探索
⇒ N^2 のオーダーの演算
- 今回提案する探索
⇒ $N + N'$ の複数回繰り返し

⇒ 演算のオーダーが下がることが期待される

基本推定特性.

Performance evaluation with $N = N' = 2$

$N = N' = 2$ のケース TD と FD での波形

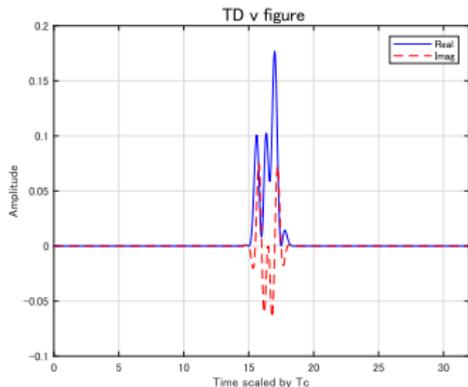


Figure: TD 波形の例.

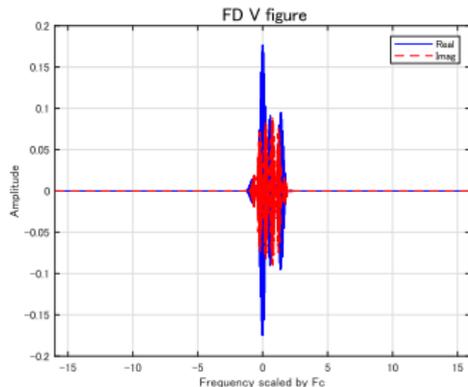


Figure: FD 波形の例.

$N = N' = 2$ のケースでは、良い推定性能を示した³

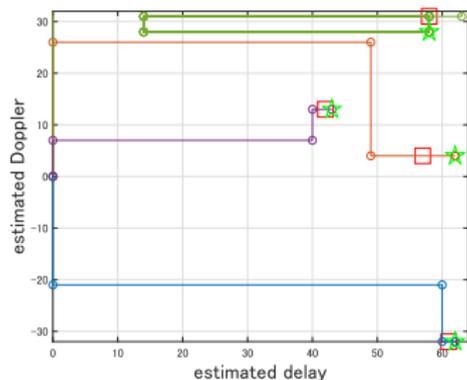


Figure: 探索過程の様子 (初期値 $\hat{k}_d = 0, \hat{\ell}_D = 0$).

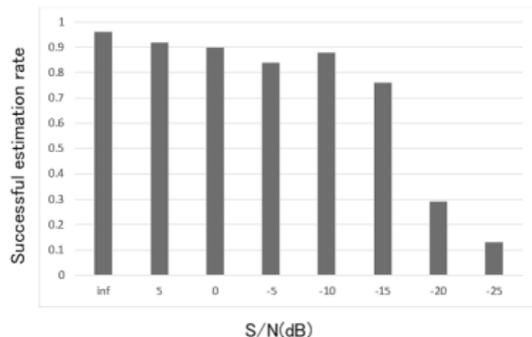
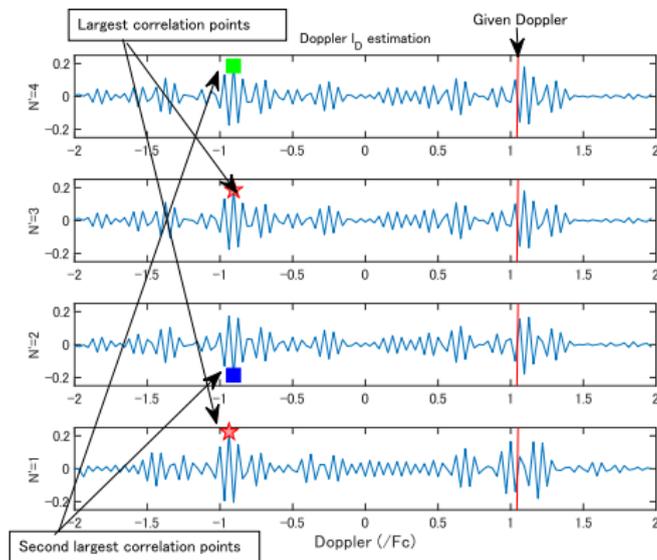


Figure: 与えられた S/N に対する推定成功確率.

³大橋, "離散ガウス波形による2次元 BPSK 信号の復調に関する検討", 信学技報 (NLP), NLP2019-112, 宮古, Jan. 2020.

Performance evaluation with $N = N' = 4$.

図は TD において、 $N' = 1$ to 4 それぞれに対し、ドップラーシフトに対する相関値を示している。



2 シンボル離れた点で虚像のようなピーク値が現れ、誤った推定が頻発する⁴

⁴M. Ohashi, "Study on a delay and Doppler estimation performance of 2-dimensional BPSK signal using discrete gaussian wave", ISITA 2020 Hawaii (online), Nov. 2020.

Ambiguity function with $N = N' = 4$.

Ambiguity function は、遅延・ドップラーを与えたときの相関を示す

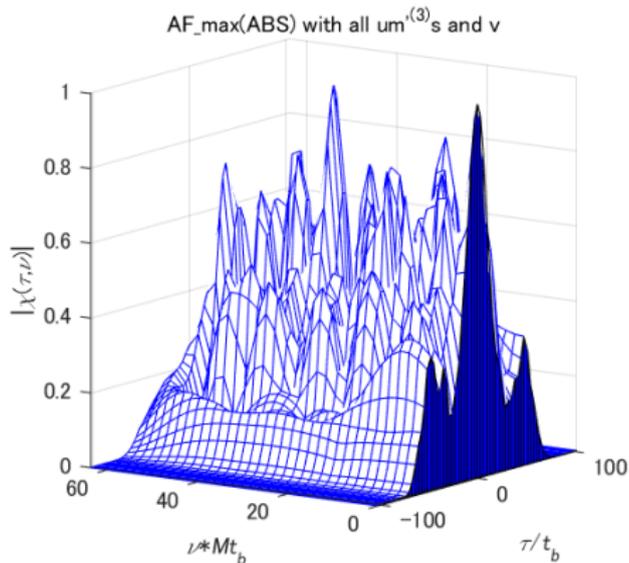
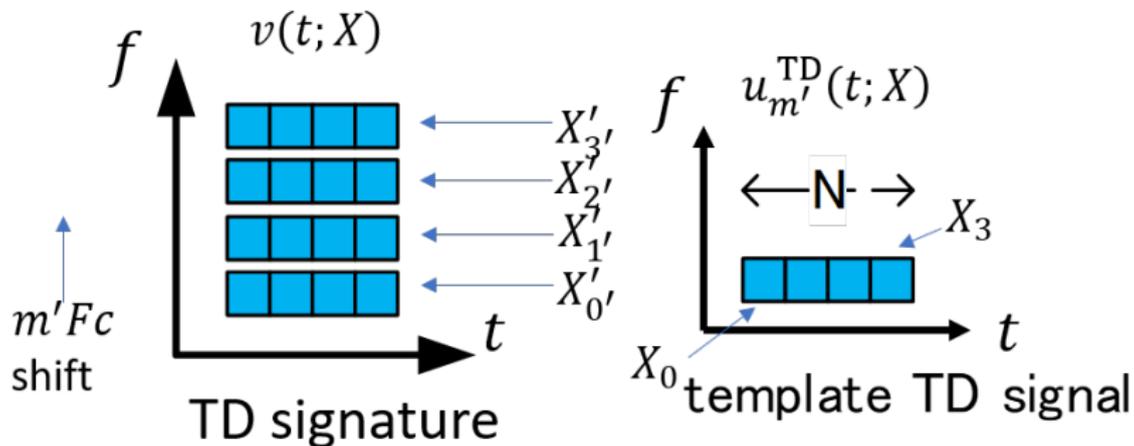


Figure: TD における Signature ν と全テンプレート間の Ambiguity Function

ここでも 2 シンボル離れた点で虚像のようなピーク値が現れている

相関値の一致

Signature とテンプレート間で相関をとると、2 シンボル離れたところで位相は丁度 2π だけ回り、振幅は少なくとも絶対値として一致する



Restriction of search range in case of $N = N' = 4$

$N = N' = 4$ のケースでは与える遅延・ドップラーを全範囲の 4 割とし、探索もその範囲で実施したところ、探索はうまく行えた

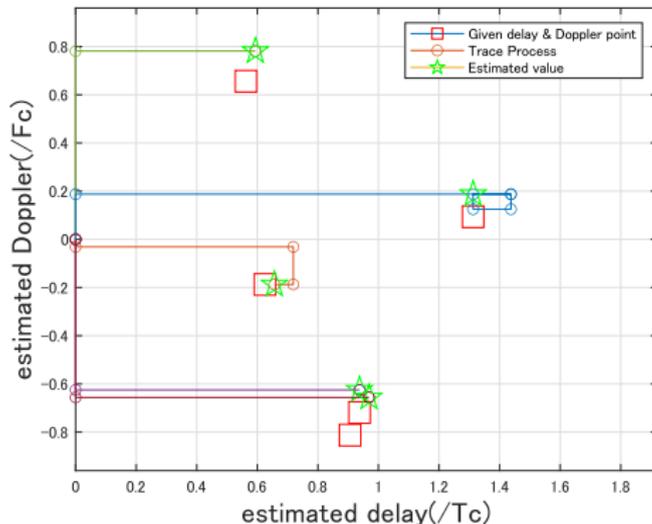


Figure: $S/N = 0.0dB$

探索成功率と平均探索回数

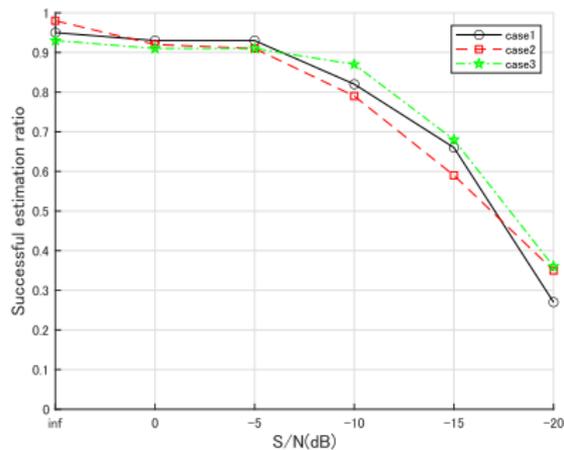


Figure: S/N に対する探索成功率

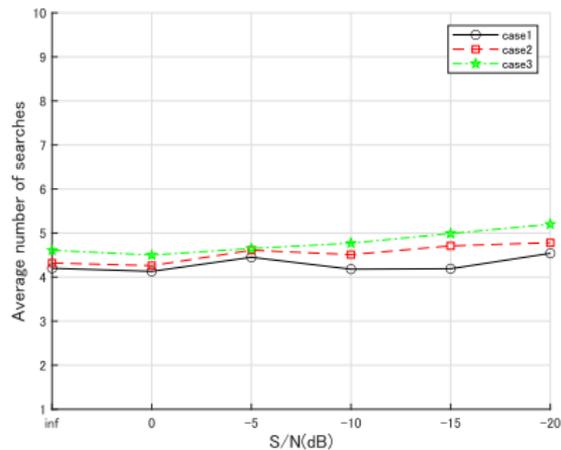


Figure: S/N に対する平均探索回数

与える遅延・ドップラーを全範囲の 4 割とし、探索もその範囲で実施

template を使う代わりに Signature を使って相関を取る (マッチドフィルタ)。

$$c^{(3)}(\ell_\mu; \widehat{k}_d) = \langle Ae^{i\kappa} \mathcal{T}_{k_d, \ell_D}^d v[k; \mathcal{X}], \mathcal{T}_{\widehat{k}_d, \ell_\mu}^d v[k; \mathbf{Y}] \rangle$$

$$C^{(4)}(k_\sigma; \widehat{\ell}_D) = \langle Ae^{i\kappa} \mathcal{T}_{\ell_D, -k_d}^{f,d} V[l; \mathcal{X}], \mathcal{T}_{\widehat{\ell}_D, -k_\sigma}^{f,d} V[l; \mathbf{Y}'] \rangle$$

もともと実数値で評価していたが、ここでは絶対値で評価する
以下の式の絶対値が最大となる l_μ^* , k_σ^* の組を見出す

$$l_\mu^* = \operatorname{argmax}_{l_\mu} \left| \frac{c^{(3)}(l_\mu, \widehat{k}_{d,s})}{\widehat{Ae^{i\kappa}}} \right|$$

$$k_\sigma^* = \operatorname{argmax}_{k_\sigma} \left| \frac{C^{(4)}(k_\sigma, \widehat{l}_{D,s})}{\widehat{Ae^{i\kappa}}} \right|.$$

Estimation Performance in case of $N = N' = 4$

今回はフルレンジで遅延、ドップラーを与えてもうまく推定が行えた。

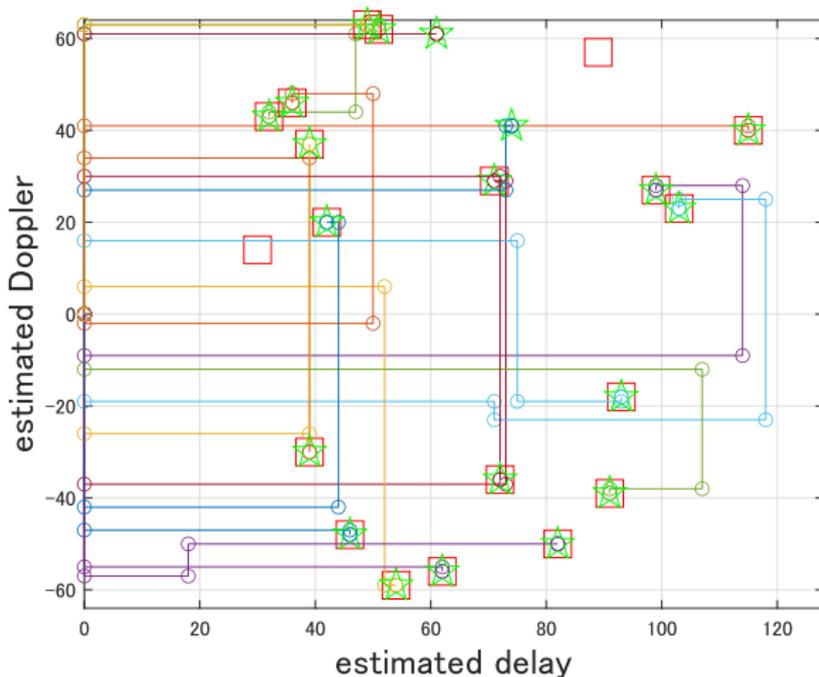


Figure: 探索過程の様子 (S/N=0dB).

探索成功率と平均探索回数

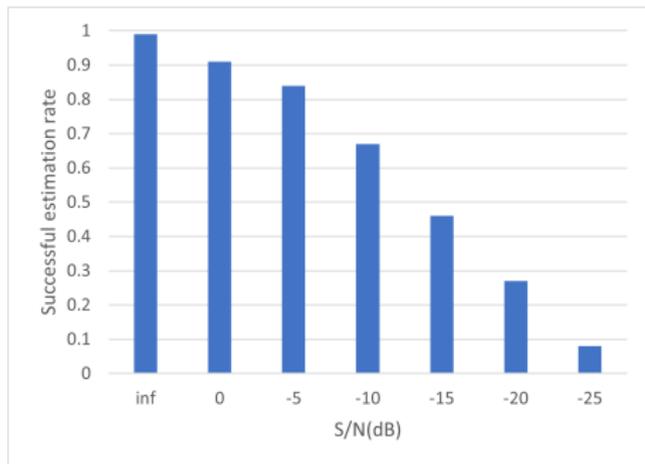


Figure: S/N に対する探索成功率

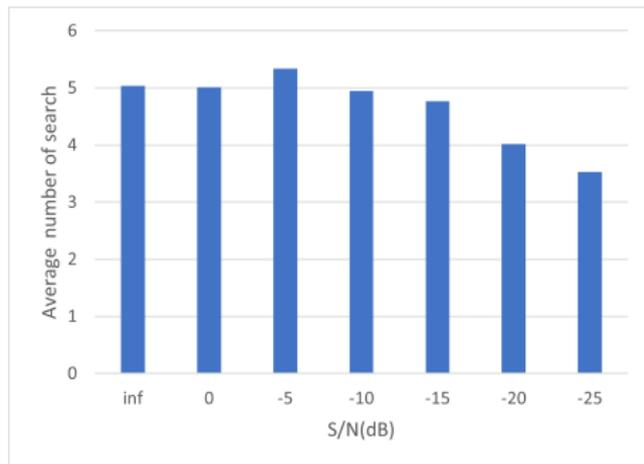


Figure: S/N に対する平均探索回数

失敗しているのは十分に相関値が高くないまま探索ループから抜け出せず、ローカルミニマムに陥っているケースが多い

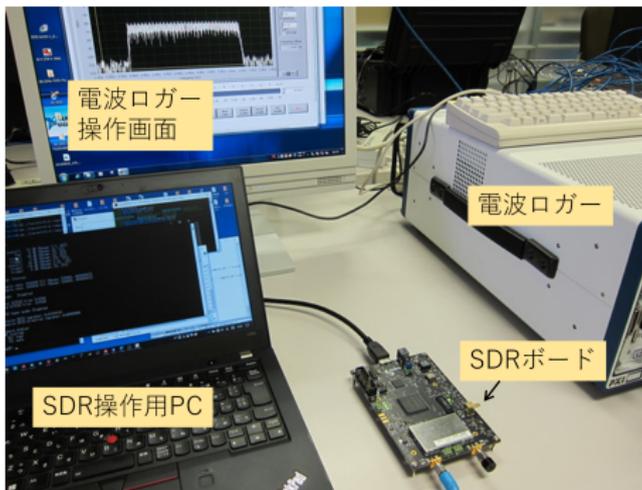
設計パラメータの例

Table: 設計パラメータの一例

	時間領域	周波数領域
観測区間サンプル数	4096	4096
波形間のサンプル数	64	64
ガウス波数	16	16
信号継続時間	34 μ sec	-
サンプリング周期	33 nsec	-
所要帯域	-	30 MHz
距離分解能	10 m	
速度分解能	6.9 m/s	
利用周波数	80GHz	

ソフトウェア無線を用いた波形生成 1

ATR と共同でソフトウェア無線を用いて波形を生成した。



生成された波形 (2.4GHz 帯)

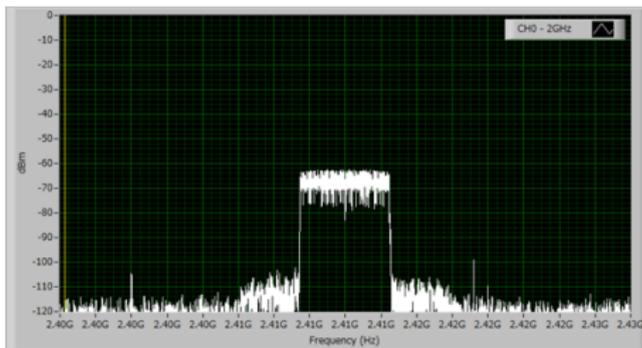


Figure: 生成波形

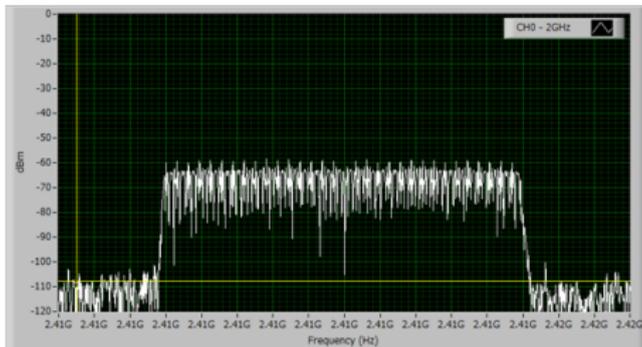


Figure: 拡大スペクトラム

離散ガウス波形による 2 次元 BPSK 信号を用いたレーダを対象とし、その基本復調特性を評価した。

- これまで template を用いた推定を試みてきたが、今回 signature を用いた推定によっても効率よく推定が可能であり、かつこれまでのような限られた範囲の推定の制約がなくなったことで、2 パラメータ推定問題としての最適化を検討できるようになった。また今回は実用を見据え、具体的なパラメータの検討も実施した。
- 今後は、より長い符号のケースでのシミュレーション評価を実施するとともに、ソフトウェア無線を利用して実際に RF 信号を用いて推定特性 {の評価を実施したい。

ご清聴ありがとうございました