

無線通信路の相反性について

唐沢 好男

本レポートのテーマは、無線通信の双方向回線（アップリンクとダウンリンク）で同じ周波数を用いて同時に伝送した場合、両者の受信信号は同じか違うかという問題である。通信路の相反性（reciprocity）が成り立つかどうか、と言い換えることもできる。無線通信路には相反性が成立していると言うのが一般的理解であろうが、その常識の危うさについて、筆者は[1]～[3]で議論してきた。歴史を辿れば、1960年代の Bello による通信路（WSSUS）のモデル化に既にそのことが組み入れられている[4]（その解説資料は[5]）。本レポートでは、これらの議論のまとめとして、通信路の相反性について基礎からわかりやすくまとめてみたい。

1. 無線通信路の相反性とは

基地局と移動体の通信において、そのマルチパス環境の中を移動体が動いている状況を考える。図1はこのモデルであり、送受信同じ周波数で同時に双方向の伝送を行っている。実際には、ありえないことであるが、理想的なサーキュレータを使うなどして、双方向の信号がそれぞれ同時に測定できたとする。さらには、送信された電波が、途中の散乱物に反射されて戻ってこない（＝相手電波の受信信号に自分で出した信号が加わらない）とする。このとき、双方向の二つの受信変動を比べたとき、変動が同じであるかどうかということである。同じであれば、通信路に相反性（あるいは可逆性）が成立していると言えるし、異なれば、成立していないということになる。

通常、無線回線では、両方向の回線は可逆性が成立していると言われ、相反定理とも言われる。時間的な変動がない通信路では相反定理は成立している。ここで議論したいのは、図1のように、時間的に変動している通信路に対して相反定理が成立しているかどうかである。成立していないなら、していない例の一つ示すだけで十分である。図2はその例である。左側（A側）に遅延量の異なる二つのパスが有り、一旦合成されて再放射し、それを移動体端末（B側）で受ける（あるいは送る）構成である。左側を送信局とするとき、送信信号の周波数では、中継のアンテナに入射したとき、二つの遅延波が同振幅・逆位相であった場合には打ち消されて、右側には放射されない、すなわち、受信強度は0である。一方、右側（B側）から送信されると、ドップラー周波数分伝送周波数がシフトして、左側の遅延パスでは位相の差が生じて打ち消されなくなる。すなわち、 $A \rightarrow B$ では受信強度無し、 $B \rightarrow A$ では受信強度有りとなって、相反定理は成立していない。

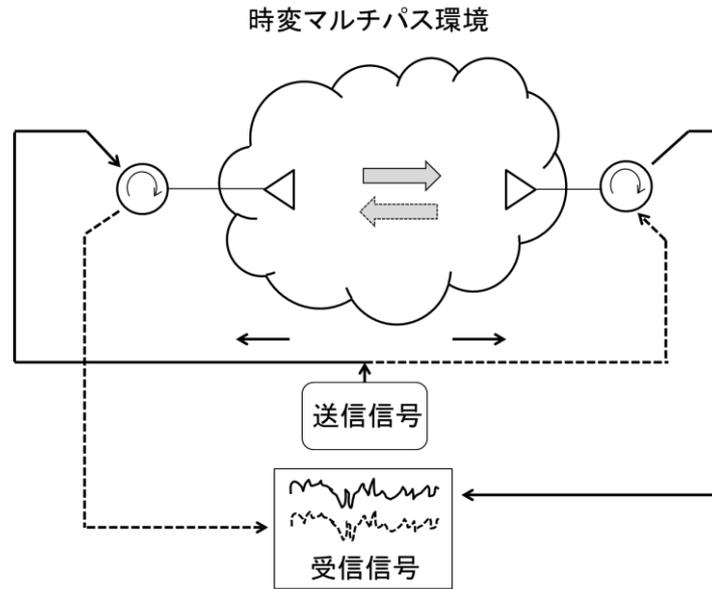


図1 マルチパス環境での通信リンクの双方向の可逆性（相反性）は成立するか？

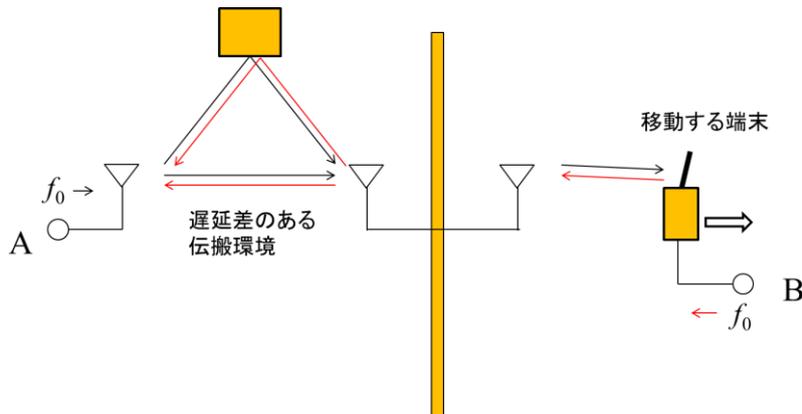


図2 相反定理が成り立たないリンクの例

もう少し現実的には図3のような回路になるだろうが、これとても同じである（図2よりは説明が悩ましいが）。故に、移動通信のマルチパス環境においては、相反定理は厳密には成立せず、近似としてどのような環境で成り立つのかと言うのが、次の興味になる。本稿では、これを種々のケースで調べてみたい。

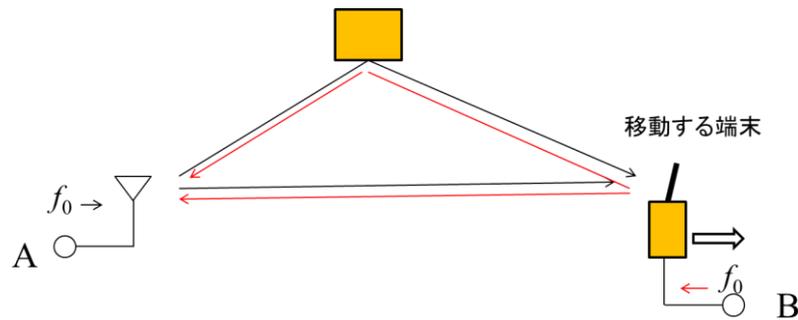


図3 移動通信のリンク例

2. 通信信号と通信路の表現に関するおさらい

無線信号の表現には、搬送波周波数帯での時間領域実数表現と、ベースバンド周波数帯での時間領域複素数表現がある[1]。前者で表現される信号は**帯域通過系**信号、後者は**等価低域通過系**信号（あるいはベースバンド信号）と呼ばれる。本レポートでは、等価低域通過系での表現を用いる。

また、ここでは、信号の入力ポート（送信ポート）と出力ポート（受信ポート）を結ぶ信号の通路を**通信路**と呼ぶ。（空間を伝搬する部分は伝搬路、アンテナを含めて高周波信号が通る部分は伝送路、ベースバンド信号の入出力間と言う意味では通信路と呼ぶのが相応しいであろうが、ここではその様な厳密な使い分けにこだわらず、伝搬路や伝送路の意味も含めて通信路と呼ぶ。）

通信信号、すなわち送信信号と受信信号は時間 t の関数として表される。ここでは、送信信号を $x(t)$ 、受信信号を $y(t)$ とする。周波数領域では、 $x(t), y(t)$ をフーリエ変換し、 $X(f), Y(f)$ で表す。変数 f は周波数である。

入出力信号を結びつける関数が通信路特性になる。ここでは、通信路の特性が時間とともに変化する時変通信路（線形性を有するので**線形時変通信路**と呼ばれる）を考える。二つの入力信号 ($x(t), X(f)$) と二つの出力信号 ($y(t), Y(f)$) の組み合わせから、4種類の通信路表現がある[4], [5]。ここでは、そのうち、 $x(t)$ と $y(t)$ を関係付ける時変**インパルス応答** $h(t, \tau)$ と、 $X(f)$ と $y(t)$ を関係付ける時変**伝達関数** $T(f, t)$ に着目する。変数 τ は遅延時間を表す変数である。

ここでは省略した他の二つの伝送路表現も含めて、伝送路の特性を決める変数は次の4つである[1], [5]。

- ・経過時間 t （単位：秒）
- ・遅延時間 τ （単位：秒）
- ・周波数 f （単位：Hz）
- ・ドップラー周波数偏移 ν （単位：Hz）（ ν は、ギリシャ文字でニュー）

通信路を構成する個々のパスに遅延 τ のばらつきがあることによって、通信路の周波数特性が決まると言う意味において、遅延時間 τ と周波数 f は同じ物理現象を表す表裏の関係にある。一方、ドップラー周波数偏移 ν のばらつきは通信路特性の時間変動をもたらすという意味において、経過時間 t とドップラー周波数偏移 ν も同じ物理現象を表す表裏の関係になる。遅延のばらつきは通路長の差に、また、ドップラー周波数偏移のばらつきは端末の動きに起因するものであり、モデル化では独立な現象として扱う。図4はこの関係を整理してまとめている。



図4 時間領域と周波数領域表現の四つの変数の関係

上述の時変インパルス応答 $h(t, \tau)$ と伝達関数 $T(f, t)$ を用いて、入出力関係は以下のように表される。

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t - \tau) h(t, \tau) d\tau \quad (x(t) \rightarrow y(t)) \quad (\text{畳み込み積分})$$

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f) T(f, t) e^{j2\pi ft} df \quad (X(f) \rightarrow y(t))$$

ここで、インパルス応答 $h(t, \tau)$ と伝達関数 $T(f, t)$ は次式のフーリエ変換で結ばれている[1]。

$$T(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau$$

3. 基本通信路の特性と相反性の有無

3. 1 基本通信路とその特性

本節では7つの基本通信路 (Case 1~7) の特性を整理して示す。次節ではそれらの通信路の相反性の有無を調べる。

Case 1: 通信路に利得 a がある (時間不変通信路)

$$h(t, \tau) = a\delta(\tau)$$

$$T(f, t) = a$$

$$y(t) = ax(t)$$

ここで、 δ はディラックのデルタ関数である。

Case 2: 通信路に利得 a [注 1]、遅延 $\Delta\tau$ がある (時間不変通信路)

$$h(t, \tau) = a\delta(\tau - \Delta\tau)$$

$$T(f, t) = a \exp(-j2\pi f \Delta\tau)$$

$$y(t) = ax(t - \Delta\tau)$$

[注 1 遅延回路における利得係数 a の意味：遅延量 $\Delta\tau$ の回路にベースバンド周波数 $f=0$ が入力される場合、すなわち、帯域通過系 (高周波信号) における搬送波周波数 f_c では入出力間の位相差が $-2\pi f_c \Delta\tau$ 分固定的に存在する。このモデルでは、このような固定位相差分は複素数係数である a に含めていて式には現われず、周波数差 ($f + \Delta\nu$ のときの $\Delta\nu$) によって変化する位相差分のみが、以降のケースの式に現われる]

Case 3: 通信路に利得 a 、周波数偏移 $\Delta\nu$ がある

$$h(t, \tau) = a \exp(j2\pi\Delta\nu t) \delta(\tau)$$

$$T(f, t) = a \exp(j2\pi\Delta\nu t)$$

$$y(t) = a \exp(j2\pi\Delta\nu t) x(t)$$

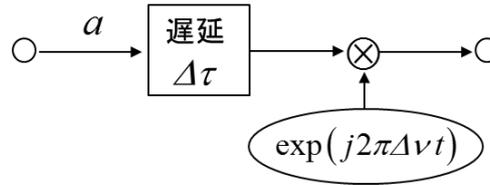
Case 4: 通信路に利得 a 、遅延 $\Delta\tau$ 、周波数偏移 $\Delta\nu$ がある

Case 4a: 遅延が先で周波数偏移が後 (図 5 (a))

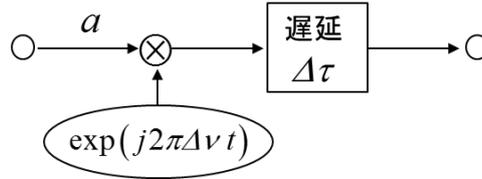
$$h(t, \tau) = a \exp(j2\pi\Delta\nu t) \delta(\tau - \Delta\tau) \equiv h_A(t, \tau)$$

$$T(f, t) = a \exp\{-j2\pi(f \Delta\tau - \Delta\nu t)\} \equiv T_A(f, t)$$

$$y(t) = a \exp(j2\pi\Delta\nu t) x(t - \Delta\tau) \equiv y_A(t) \tag{1}$$



(a) Case 4a



(b) Case 4b

図5 遅延と周波数偏移が共に存在する通信路 (Case 4)

Case 4b: 周波数偏移が先で遅延が後 (図5 (b))

$$\begin{aligned}
 h(t, \tau) &= a \exp\{j2\pi\Delta\nu(t - \Delta\tau)\} \delta(\tau - \Delta\tau) \\
 &= \exp(-j2\pi\Delta\nu\Delta\tau) h_A(t, \tau) \\
 T(f, t) &= a \exp\{-j2\pi(f\Delta\tau - \Delta\nu t + \Delta\nu\Delta\tau)\} \\
 &= \exp(-j2\pi\Delta\nu\Delta\tau) T_A(f, t) \\
 y(t) &= a \exp\{j2\pi\Delta\nu(t - \Delta\tau)\} x(t - \Delta\tau) \\
 &= \exp(-j2\pi\Delta\nu\Delta\tau) y_A(t)
 \end{aligned} \tag{2}$$

Case 5: 利得 a_1 、遅延 $\Delta\tau_1$ と、利得 a_2 、遅延 $\Delta\tau_2$ の二つのパスを並列に持つ通信路

$$\begin{aligned}
 h(\tau) &= a_1 \delta(\tau - \Delta\tau_1) + a_2 \delta(\tau - \Delta\tau_2) \\
 T(f) &= a_1 \exp(-j2\pi f \Delta\tau_1) + a_2 \exp(-j2\pi f \Delta\tau_2) \\
 y(t) &= a_1 x(t - \Delta\tau_1) + a_2 x(t - \Delta\tau_2)
 \end{aligned} \tag{3}$$

式(3)の伝達関数より、周波数軸上に、振幅 $|a_1| + |a_2|$ と $|a_1| - |a_2|$ (この場合は $|a_1| \geq |a_2|$ とする) の山と谷を有する周波数間隔 $1/|\Delta\tau_1 - \Delta\tau_2|$ [Hz] のうねりが生じている。このように周波数領域に振幅変動がある通信路は**周波数選択性**があると言われる。一方、時間に対しては変化がないので時間不変通信路である。

Case 6: 利得 a_1 、周波数偏移 $\Delta\nu_1$ と、利得 a_2 、周波数偏移 $\Delta\nu_2$ の二つのパスを並列に持つ通信路

$$\begin{aligned}
 h(\tau, t) &= \{a_1 \exp(2\pi\Delta\nu_1 t) + a_2 \exp(2\pi\Delta\nu_2 t)\} \delta(\tau) \\
 T(f, t) &= a_1 \exp(2\pi\Delta\nu_1 t) + a_2 \exp(2\pi\Delta\nu_2 t)
 \end{aligned} \tag{4}$$

$$y(t) = \{a_1 \exp(2\pi\Delta\nu_1 t) + a_2 \exp(2\pi\Delta\nu_2 t)\}x(t)$$

式(4)より、時間軸上に、振幅 $|a_1|+|a_2|$ と $|a_1|-|a_2|$ （この場合は $|a_1|>|a_2|$ として）の山と谷を有する時間周期 $1/|\Delta\nu_1-\Delta\nu_2|$ [秒]のうねりが生じている。このように時間領域に振幅変動がある通信路は**時間選択性**があると言われる。一方、周波数に対しては変化がないので周波数フラットな通信路である。

Case 7: 利得 a_1 、遅延 $\Delta\tau_1$ 、周波数偏移 $\Delta\nu_1$ と利得 a_2 、遅延 $\Delta\tau_2$ 、周波数偏移 $\Delta\nu_2$ の二つのパスを並列に持つ通信路

Case 7a: 遅延が先で周波数偏移が後（図 6 (a)）

$$h(t, \tau) = a_1 \exp(j2\pi\Delta\nu_1 t) \delta(\tau - \Delta\tau_1) + a_2 \exp(j2\pi\Delta\nu_2 t) \delta(\tau - \Delta\tau_2) \equiv h_{A1}(t, \tau) + h_{A2}(t, \tau)$$

$$\begin{aligned} T(f, t) &= a_1 \exp\{-j2\pi(f \Delta\tau_1 - \Delta\nu_1 t)\} + a_2 \exp\{-j2\pi(f \Delta\tau_2 - \Delta\nu_2 t)\} \\ &\equiv T_{A1}(f, t) + T_{A2}(f, t) \end{aligned} \quad (5a)$$

$$\begin{aligned} y(t) &= a_1 \exp(j2\pi\Delta\nu_1 t) x(t - \Delta\tau_1) + a_2 \exp(j2\pi\Delta\nu_2 t) x(t - \Delta\tau_2) \equiv y_{A1}(t) + y_{A2}(t) \\ & \quad (5b) \end{aligned}$$

式(5a)の伝達関数より時間軸上に時間周期 $1/|\Delta\nu_1-\Delta\nu_2|$ [秒]のうねりが、また、周波数軸上に周波数間隔 $1/|\Delta\tau_1-\Delta\tau_2|$ [Hz]のうねりが生じている。このように時間領域と周波数領域の両方に変動がある通信路は**二重選択性**があると言われる。

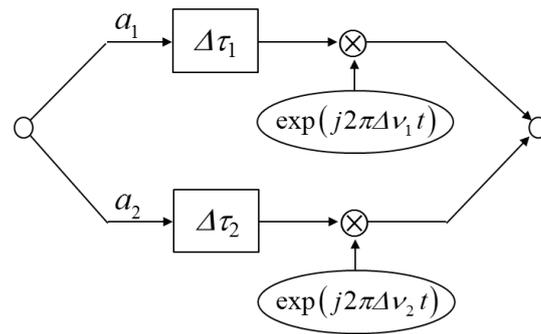
Case 7b: 周波数偏移が先で遅延が後（図 6 (b)）

$$\begin{aligned} h(t, \tau) &= a_1 \exp\{j2\pi\Delta\nu_1(t - \Delta\tau_1)\} \delta(\tau - \Delta\tau_1) + a_2 \exp\{j2\pi\Delta\nu_2(t - \Delta\tau_2)\} \delta(\tau - \Delta\tau_2) \\ &= \exp(-j2\pi\Delta\nu_1\Delta\tau_1) h_{A1}(t, \tau) + \exp(-j2\pi\Delta\nu_2\Delta\tau_2) h_{A2}(t, \tau) \end{aligned}$$

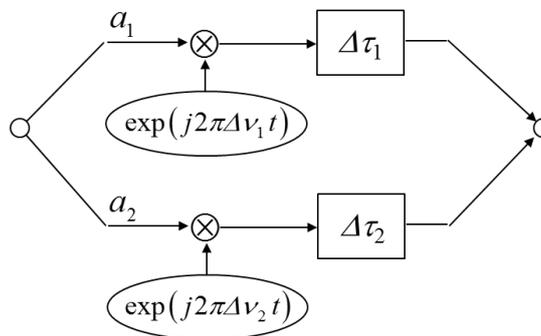
$$\begin{aligned} T(f, t) &= a_1 \exp\{-j2\pi(f \Delta\tau_1 - \Delta\nu_1 t + \Delta\nu_1 \Delta\tau_1)\} + a_2 \exp\{-j2\pi(f \Delta\tau_2 - \Delta\nu_2 t + \Delta\nu_2 \Delta\tau_2)\} \\ &= \exp(-j2\pi\Delta\nu_1\Delta\tau_1) T_{A1} + \exp(-j2\pi\Delta\nu_2\Delta\tau_2) T_{A2} \end{aligned} \quad (6a)$$

$$\begin{aligned} y(t) &= a_1 \exp\{j2\pi\Delta\nu_1(t - \Delta\tau_1)\} + a_2 \exp\{j2\pi\Delta\nu_2(t - \Delta\tau_2)\} \\ &= \exp(-j2\pi\Delta\nu_1\Delta\tau_1) y_{A1}(t) + \exp(-j2\pi\Delta\nu_2\Delta\tau_2) y_{A2}(t) \end{aligned} \quad (6b)$$

Case 7a と同様に、この場合も二重選択性通信路である。



(a) Case 7a



(b) Case 7b

図6 遅延と周波数偏移を有する二つのパスで構成される通信路 (Case 7)

3. 2 基本通信路の相反性

前節で示した7つのケースでの相反性を調べる。結果を表1にまとめている。Case 1~3は入出力対称であり、相反性が成立しているのは明らかである。Case 5の周波数選択性通信路とCase 6の時間選択性通信路も同様に、相反性が成立している。(表の相反性の欄で○)。

Case 4はどうであろうか。遅延と周波数偏移の順番を入れ替えると、(1),(2)式より、振幅は変わらず、位相が固定量 $2\pi\Delta\nu\Delta\tau$ だけ異なる。厳密には相反性が破れていると言える。ただし、位相が固定量変わるだけの違いは、受信信号の性質にはなんら影響するものではないため、本稿で議論する相反性の破れには、これは含めないことにする。(表の相反性の欄で△)。

一方、Case 7では、周波数の選択性と時間の選択性の両方が存在する二重選択性通信路では、Case 7aと逆方向に相当するCase 7bでは、式(5b)と(6b)の比較により、振幅・時間変動が異なっていることから、この場合のみが相反性が成立しないと結論できる。(表の相反性の欄で×)。

表 1 基本通信路各ケースにおける相反性の有無（表中の-は無、+は有を意味する）

Case	パス数	遅延	周波数偏移	相反性	備考
1	1	-	-	○	
2	1	+	-	○	
3	1	-	+	○	
4	1	+	+	△	(図 5)
5	2	+	-	○	周波数選択性
6	2	-	+	○	時間選択性
7	2	+	+	×	二重選択性 (図 6)

4. 移動伝搬環境での相反性の成立条件について

移動通信の通信路は、図 7 で表されるように遅延とドップラーシフトを持つ多数のパスで構成される。前節の Case 7 のパス数を 2 から N (多数) に増やしたものに相当する。 $N=2$ (Case 7) 述べたように、この環境では、厳密な意味で相反性は破れている。図で、左から右への信号の流れを A 、その逆を B とすると、 A は基地局から移動局への下り回線（ダウンリンク）、 B は移動局から基地局への上り回線（アップリンク）になる。このときの通信路の特性と受信信号に添え字 A, B を付すと、以下のように表される。

$$h_A(t, \tau) = \sum_{i=1}^N a_i \exp(j2\pi\Delta v_i t) \delta(\tau - \Delta\tau_i)$$

$$T_A(f, t) = \sum_{i=1}^N a_i \exp\{-j2\pi(f\Delta\tau_i - \Delta v_i t)\}$$

$$y_A(t) = \sum_{i=1}^N a_i \exp(j2\pi\Delta v_i t) x(t - \Delta\tau_i)$$

$$h_B(t, \tau) = \sum_{i=1}^N a_i \exp\{j2\pi\Delta v_i (t - \Delta\tau_i)\} \delta(\tau - \Delta\tau_i)$$

$$T_B(f, t) = \sum_{i=1}^N a_i \exp\{-j2\pi(f\Delta\tau_i - \Delta v_i t + \Delta v_i \Delta\tau_i)\}$$

$$y_B(t) = \sum_{i=1}^N a_i \exp\{j2\pi\Delta v_i (t - \Delta\tau_i)\} x(t - \Delta\tau_i)$$

受信信号 y_A に対する y_B の違いは、それぞれのパスに係数 $\exp(-j2\pi\Delta v_i \Delta\tau_i)$ が掛かっていることである。故に、この部分が 1 に十分近ければ、近似的な意味で相反性が成立していると言えることになる。 Δv_i も $\Delta\tau_i$ もばらつきを持って確率的に分布し、かつ、この二つの量のばらつきは独立であると仮定している。これより、位相項 $\phi_i = -j2\pi\Delta v_i \Delta\tau_i$ のばらつきが 2π に比べて十分小さければよいと言うことになる。位相 ϕ のばらつきの標準偏差を σ_ϕ とすると

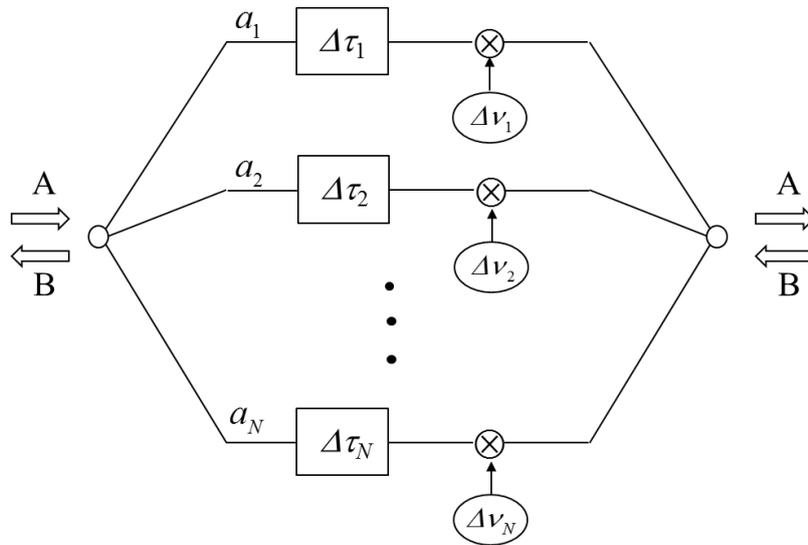


図7 移動通信のマルチパス環境の通信路モデル

$$\sigma_\phi \ll 2\pi \rightarrow \sigma_v \sigma_\tau \ll 1$$

である。ここで、 σ_v はドップラーシフトばらつきの標準偏差、 σ_τ は遅延量のばらつきの標準偏差であり、それぞれ、ドップラースプレッド、遅延スプレッドと呼ばれる。また、二つのスプレッドの積 $\sigma_v \sigma_\tau$ はスプレッドファクタと呼ばれる。(なお、スプレッドファクタは $(v_{max} - v_{min}) \times (\tau_{max} - \tau_{min})$ で定義される場合も多いので、文献毎の定義に注意)。

実効的な意味において、相反性が成立するかどうかのスプレッドファクタ境界値としては、0.001~0.01 程度を目安にするとよいであろう。ドップラースプレッド σ_v は、移動速度、周波数、到来角度分布に依存するが、全方位から平均電力で見て一様に到来する場合には、 $\sigma_v = f_D / \sqrt{2}$ (f_D : 最大ドップラー周波数 (= 移動速度/波長)) で換算できる[1]。この環境において、周波数 10GHz、速度 108km/h (=30m/s)、遅延スプレッド σ_τ : 1 μ s とすると、スプレッドファクタ $\sigma_v \sigma_\tau$ は 0.0007 である。このため、これより厳しいマルチパス環境 (高い周波数、速い移動速度、大きい遅延スプレッド) では、相反性が成り立たなくなると認識しておく必要がある。

相反性が成立しない環境は、同時に、情報伝送の限界 (= どのような通信方式にしても情報伝送がうまく行かなる限界) を超えた環境でもある[6], [7]。幸い、これまでに実用化されているほぼ全ての無線システムでは、 $\sigma_v \sigma_\tau < 0.001$ となって、相反性が (近似的な意味で) 満たされていると言ってよいが、今後、より高い周波数帯利用や、より高速な移動環境においては、この点の留意が必要になる。

尚、送受信にアレーアンテナを用いる場合には、最大比合成ダイバーシチの適用などにより、受信信号から見たときのドップラースプレッドも遅延スプレッドも小さくすることができるので[8], [9]、上記の算定よりは、相反性の成立条件がゆるくなる。

参考文献

- [1] 唐沢好男, 改訂 デジタル移動通信の電波伝搬基礎, コロナ社, 2016.03.
- [2] Y. Karasawa, "On physical limit of wireless digital transmission from radio wave propagation perspective," *Radio Science*, vol. 51, no. 9, pp. 1600-1612, Sept. 2016.
- [3] 唐沢好男, "アンテナ・伝搬の七不思議," *Technical Report YK-015 (私報)*, 2018.11.
http://www.radio3.ee.uec.ac.jp/ronbun/Seven_Wonders_TR-YK-015.pdf
- [4] P. A. Bello, "Characterization of randomly time-variant linear channels," *IEEE Trans. Commun. Syst.*, vol. CS-11, no. 4, pp. 360-393, 1963.
- [5] 唐沢好男, "WSSUS 通信路: Bello 論文への温故知新," *Technical Report YK-012 (私報)*, 2018.05.
http://www.radio3.ee.uec.ac.jp/ronbun/WSSUS_TR-YK-012.pdf
- [6] 唐沢好男, "ワイヤレス情報伝送の物理限界," *Tech. Rep. YK-003 (私報)*, pp. 1-18, Nov. 2017.
<http://www.radio3.ee.uec.ac.jp/ronbun/TR-YK-003-Physical%20limit.pdf>
- [7] Y. Karasawa, "A simple formula for noncoherent capacity in highly underspread WSSUS channel," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E101-B, no.5, pp. 1262-1269, May 2018.
- [8] Y. Karasawa, "BER due to intersymbol interference in maximal-ratio combining reception analyzed based on equivalent transmission-path model," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E103-B, no. 3, 2020 (in press).
- [9] 唐沢好男, "最大比合成ダイバーシチ適用時の符号間干渉誤り推定," *Technical Report YK-011*, 2018.03.
http://www.radio3.ee.uec.ac.jp/ronbun/TR-YK-011_MRC-Diversity.pdf