

2206 メモリレス非線形変調の / 方式

尾 佐 竹 徇 田 中 英 彦
(東京大学工学部)

まえがき FM, PCM 等, 広い伝送帯域を必要とする方式にはいわゆる広帯域利得が存在し, 品質の良い通信を行うことができる。^{*}前に発表したようにこの利得は変調の多価性から説明できるが, ここでは 1 つの簡単なモデルについて変調の最適化を試み考察を加えた結果を御報告する。

本文 図 1 のような通信系モデルを考え, 変調器としては (1) 式のようなメモリレス非線形変換を考える。

$$S(t) = f_1[a(t)] \cos \omega_c t + f_2[a(t)] \sin \omega_c t \quad (1)$$

f_1, f_2 は変調関数であって, 例えば図 2 のような関数である。coherent な受信器を仮定すると送信波 $S(t)$ を伝送することは, $y_1 = f_1(a), y_2 = f_2(a)$ で与えられる y_1, y_2 をそれぞれ独立なチャンネルで伝送することと等価であり,

従って復調器の役割は送られて来た 2 つの値 $r_1 (= y_1 + n_1), r_2 (= y_2 + n_2)$ から信号 a を推定することである。変調関数の平になる所が 2 つの関数 f_1, f_2 とで一致しない限り, 変調の多価性にもかかわらず信号の変化を原理的には正しく(あいまい性なく)追従できる。故に復調器としては伝送路の信号対雑音比が高い場合, 雑音に対して等価的に図 3 のものを考えることができる。図中, k_1, k_2 は重み関数であり重みを変えて常に最大 SNR で受信するよう復調信号によって制御される。出力雑音電力を最小にする重み関数 k_i は, フィルタ F_A の無い時,

$$k_i = f_i'^2(a^*) / [f_1'^2(a^*) + f_2'^2(a^*)] \quad (2)$$

であって, この時の平均雑音電力 P_{N0} は, 入力雑音電力を $P_{Ni} (= \bar{n}_1^2 = \bar{n}_2^2)$ とした時

$$P_{N0} = E_a \left\{ \frac{P_{Ni}}{[f_1'^2(a) + f_2'^2(a)]} \right\} \quad (3)$$

で与えられる。所で, 送信波 S の送信電力 P_s と占有帯域 B とは次のように表わされる。

$$2P_s = E_a \{ f_1'^2(a) + f_2'^2(a) \} \quad (4) \quad P_s B^2 / (2P_s B_s^2) = E_a \{ f_1'^2(a) + f_2'^2(a) \} \quad (5)$$

出力雑音 P_{N0} をこれらの条件のもと最小にする変調関数を求めることは少々困難であるが, 条件を緩め帯域と電力の混合条件(5)だけでの最適関数は変分法により次のように求まる。

$$f_1(a) = c \int^a \cos \theta(a_1) da_1, \quad f_2(a) = c \int^a \sin \theta(a_2) da_2 \quad (6)$$

c: 定数

但し $\theta(a)$ は任意の関数で, 例えば $\theta = c_1 a + c_2$ (c_i は定数) と置けばこれは PM で $c_1 = 0$ の時は AM である。又出力の SNR は次式で与えられる。SNR の低い所では復調が一義的に定らな

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{OUT} = \frac{1}{2} \left(\frac{B}{B_a}\right)^2 \left(\frac{S}{N}\right)_{IN} \quad \text{for} \quad \left(\frac{S}{N}\right)_{IN} \gg 1 \quad (7)$$

くなり, これはいわゆる広帯域変調方式のスレッシュホールドに相当する。42 年秋大会
謝辞 助言いただいた官川助教に感謝する。^{*}多価変調方式 尾佐竹, 田中, 三宅 20

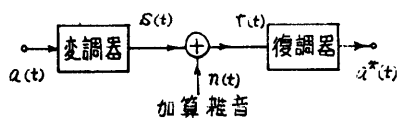


図 1 通信系モデル

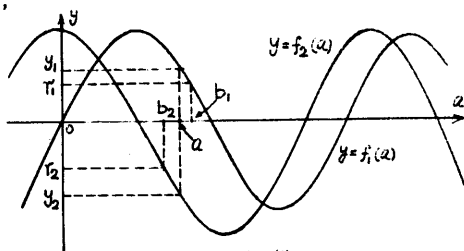


図 2 変調関数 $f_1(a), f_2(a)$

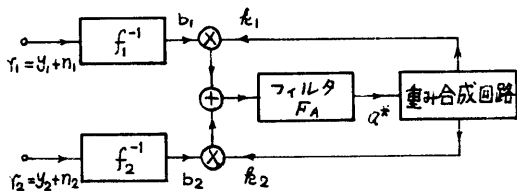


図 3 等価復調回路

$E_a\{\}$ は信号 a による集合平均