

# 20 多価変調方式

尾佐竹 絢      田中 英彦      三宅 信弘  
 (東京大学 工学部)

1.序 最適アナログ通信方式という事を見出し出力SNR改善の目的で多価変調方式なるものを考えた。この変調方式は多価函数を用いるからその多価性をなくす為の考慮必要である。考え方によればFMもこの多価変調に含まれる。

2.原理 図-1は通信系を示す。ゾーンを知るには図-2の様なゾーンが変わる毎にパルスを発生させる方法や、図-3の様な位相の違う2つの波を利用する方法等が考えられる。今ゾーンナンバーパルスは正しく受かっているものとする。信号波形伝送の方の入力SNRが高い所では双方相助け合って高い出力SNRを示すが、波形伝送の方の入力SNRが低くなると波形伝送の受信波から得られる情報は殆んどなくなり、出力SNRはゾーンナンバーパルスより得られる情報だけになって、ゾーンナンバーパルスの"量子化雑音"で定まる一定値におちつく。(図-4)出力SNRが改善される事は図-2の(b)から判る。SNRの改善度は元の信号の振幅分布がガウス分布 ( $P(s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\{-\frac{s^2}{2\sigma^2}\}$ ) で雑音が白色雑音とすると、

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{out} = \frac{4}{3} \left(\frac{1}{2}\right)^2 \left(\frac{S}{N}\right)_{in} \quad (1)$$

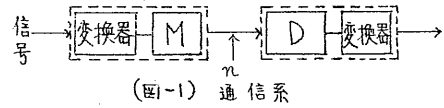
となる。 { 但し  $N_{in} = N_0 f_a$        $f_a$ ; 信号の最高周波数 }  
 {  $L$ は最大振幅       $L = 3\sqrt{2}\sigma$  とする。 }

帯域幅は  $B = 12 \left(\frac{1}{2}\right) f_a \quad (2)$

次に図-3の変換器を用いた場合について考える。図で  $f_1$  に於いて不確定領域( $\Delta$ )に入った時は  $f_2$  の方が最も雑音抑圧が大きい。各々復調出力に適当に重みづけをすれば復調雑音電力は  $P_0 = \frac{P_v}{f_1^2 + f_2^2}$  になる。更にこれを送信帯域制限のもとに最小にする変調函数  $f_1, f_2$  を変分より求めれば  $f_1' = \sqrt{2P_0} \sin\theta(a)$ 、 $f_2' = \sqrt{2P_0} \cos\theta(a)$  となる。これにはPMが含まれる。(出力雑音のスペクトルがNon-linear変換器によって変化する事を考慮しない場合)

3.結言 多価変調方式は広い帯域を必要とするのが難点である。広帯域利得という点ではFMに及ばないが、ゾーンナンバーパルスにより入力SNRが悪くなくても出力SNRは急激には落ちない。実用的な面は別にすれば変調方式というものを考える為の一つの参考になるものと思う。

4.謝辞 この研究にあたり有益な助言及び討論をして



(図-1) 通信系

