

增 幅 Margin

鄭東根 · 周昌福 / 特殊通信研究室

I. 序 論

通信回路에 使用되는 增幅器는 通信시스템 構成上 필수불가결한 것으로 特히 送信出力增幅器, 中繼增幅器, 受信信號增幅器는 시스템 設計上으로 處理하는 信號勢力을 충분히 감당할 수 있는 容量을 갖도록 하여야 하며 다시 말하면 印加하는 信號勢力에 比해 適定余有를 갖는 容量, 即 시스템 마진을 어느程度 가져야 하는가를 여기에서는 增幅器 增幅能力을 指數函數的인 모델로 設定하여 마진에 따라 發生되는 歪曲(Distortion)과 相互變調(Intermodulation)의 量을 算出하여 알아본다.

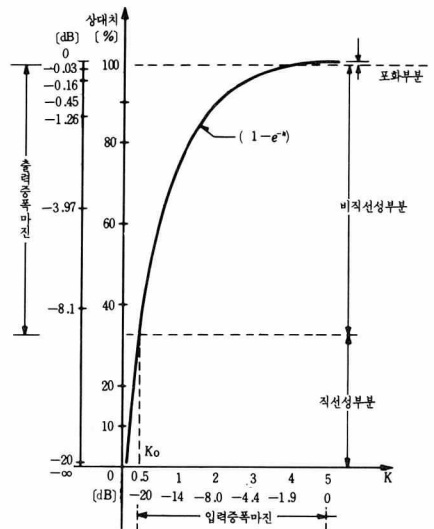
II. 歪曲(Distortion)에 依한 마진(K)

어떠한 增幅器도 信號入力を 무한대로 處理할 수가 없으며 入力增大에 따라 결국은 出力이 飽和된다는 것은 쉽게 直視할 수가 있다. 따라서 增幅器 入·出力特性을 <그림 1>에서와 같이 基本的인 自然現像의 하나인 指數函數的인 變化를 갖는다고 볼 수가 있다.

따라서 이러한 增幅器에 e_1 이란 信號를 入力시킬때 出力 e_2 는 <그림 1>의 設定모델에 依하여 ①-1式과 같이 되고,

$$e_2 = M(1 - e^{-\alpha e_1}) \dots \dots \dots \text{①-1}$$

級數展開시키면 ①-2式과 같이 된다.



<그림 1> 指數函數的인 增幅特性

$$\frac{e_2}{M} = \alpha e_1 - \frac{1}{2!} (\alpha e_1)^2 + \frac{1}{3!} (\alpha e_1)^3 + \dots \dots \dots \text{①-2}$$

$e_1 = A \cos \omega_1 t$ 란 單一信號가 入力될때 出力은 ②-1式과 같이 되고,

$$\frac{e_2}{M} = \alpha A \cos \omega_1 t - \frac{\alpha^2}{2} A^2 \cos^2 \omega_1 t + \frac{1}{3!} \alpha^3 A^3 \cos^3 \omega_1 t + \dots$$

$$= \alpha A \cos \omega_1 t - \frac{\alpha^2}{2} \{ (1 + \cos 2\omega_1 t) \} + \frac{\alpha^3}{6} \{ \frac{A^3}{4} (3 \cos \omega_1 t + \cos 3\omega_1 t) \} + \dots \dots \dots \text{②-1}$$

②-1 式을 整理하면,

$$\frac{e_2}{M} = -\frac{(\alpha A)^2}{4} + \left\{ \alpha A + \frac{(\alpha A)^3}{8} \right\} \cos \omega_1 t - \frac{(\alpha A)^2}{4} \cos 2\omega_1 t + \frac{(\alpha A)^3}{24} \cos 3\omega_1 t + \dots \dots \textcircled{2}-2$$

②-2 式의 各 周波數別 振幅을 $K = \alpha A$ 로 하여

W	振幅, (K=αA)	기본파에 대한 상대치	비 고
W_1	$K + \frac{K^3}{8}$	1	기본파
$2W_1$	$\frac{K^2}{4}$	$\frac{-2K}{K^2+8}$	제2고조파
$3W_1$	$\frac{K^3}{24}$	$\frac{K^2}{3K^2+24}$	제3고조파

〈表 1〉 Distortion 効果

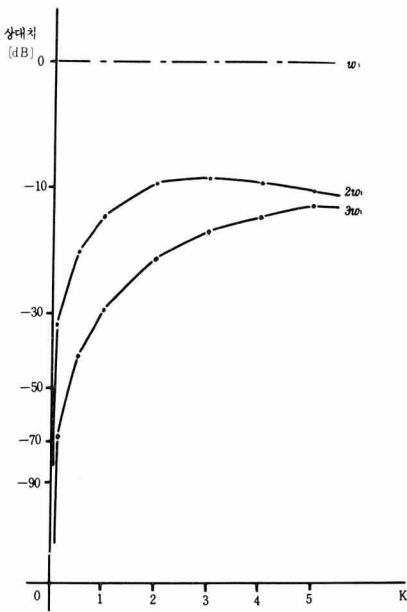
〈表 1〉과 같이 놓아 마진(K)에 따른 歪曲量을 計算하여 보면 〈表 2〉에서와 같은 값을 가지며 (단위: *dB)

W	K								비 고
	0	0.1	0.5	1	2	3	4	5	
W_1	0	0	0	0	0	0	0	0	기본파
$2W_1$	-10	-32	-18.3	-13.2	-9.5	-9.0	-9.5	-10.3	제2고조파
$3W_1$	-10	-67.6	-39.9	-28.6	-19.1	-15.1	-13.1	-11.9	제3고조파

* 20 log(상대치)

〈表 2〉 마진(K)에 의한 歪曲量

이것을 示하여 보면 〈그림 2〉와 같이 나타내진다.



〈그림 2〉 마진(K)에 의한 歪曲量

임계마진치 (K_0)를 基本波 對 第二高調波比가 -20dB (電力比)를 갖는 값으로 設定하면 K_0 는 0.04가 됨을 알 수 있다.

Ⅲ. 相互變調 (Intermodulation) 量에 의한 마진 (K)

增幅器에 ③-1 式과 같은 信號가 入力될 때의 出力은 ③-2 式과 같이 表示되고,

$$e_1 = A \cos \omega_1 t + B \cos \omega_2 t \dots \dots \dots \textcircled{3}-1$$

$$\frac{e_2}{M} = \alpha (A \cos \omega_1 t + B \cos \omega_2 t) - \frac{\alpha^2}{2} (A \cos \omega_1 t + B \cos \omega_2 t)^2 + \frac{\alpha^3}{6} (A \cos \omega_1 t + B \cos \omega_2 t)^3 + \dots \dots \textcircled{3}-2$$

여기에서

$$(A \cos \omega_1 t + B \cos \omega_2 t)^2 = \frac{A^2}{2} (1 + \cos 2\omega_1 t) + \frac{B^2}{2} (1 + \cos 2\omega_2 t) + AB \{ \cos (\omega_1 - \omega_2) t + \cos (\omega_1 + \omega_2) t \} \dots \dots \dots \textcircled{3}-3a$$

$$(A \cos \omega_1 t + B \cos \omega_2 t)^3 = \frac{A^3}{4} (3 \cos \omega_1 t + \cos 3\omega_1 t) + \frac{B^3}{4} (3 \cos \omega_2 t + \cos 3\omega_2 t) + \frac{3}{2} AB (A \cos \omega_2 t + B \cos \omega_1 t) + \frac{3}{4} A^2 B \{ \cos (2\omega_1 - \omega_2) t + \cos (2\omega_1 + \omega_2) t \} + \frac{3}{4} AB^2 \{ \cos (2\omega_2 - \omega_1) t + \cos (2\omega_2 + \omega_1) t \} \dots \dots \dots \textcircled{3}-3b$$

③-2 式에 ③-3 式을 代入하여 내부항을 整理하여 풀면

$$\frac{e_2}{M} = -\frac{\alpha^2}{4} (A^2 + B^2) + \left\{ \alpha A + \frac{1}{8} (\alpha A)^3 + \frac{\alpha^3}{4} AB^2 \right\} \cos \omega_1 t + \left\{ \alpha B + \frac{1}{8} (\alpha B)^3 + \frac{\alpha^3}{4} A^2 B \right\} \cos \omega_2 t - \left\{ \frac{(\alpha A)^2}{4} \cos 2\omega_1 t + \frac{(\alpha B)^2}{4} \cos 2\omega_2 t + \frac{\alpha^3}{24} \{ A^3 \cos 3\omega_1 t + B^3 \cos 3\omega_2 t \} - \frac{\alpha^2}{2} AB \{ \cos (\omega_1 - \omega_2) t + \cos (\omega_1 + \omega_2) t \} + \frac{1}{8} \alpha^3 A^2 B \{ \cos (2\omega_1 - \omega_2) t + \cos (2\omega_1 + \omega_2) t \} + \frac{1}{8} \alpha^3 AB^2 \{ \cos (2\omega_2 - \omega_1) t + \cos (2\omega_2 + \omega_1) t \} + \dots \dots \dots \textcircled{3}-4$$

③-4 式의 各 周波數別 振幅을 〈表 3〉과 같이 놓고서 ω_1 과 ω_2 의 振幅으로 나눈 相對值를 求하면 〈表 4〉에서와 같이 된다.

따라서 信號振幅比 (m)에 따른 마진 (K) 對 간섭과비를 計算하여 보면 〈表 5〉에서와 같은

며 이것을 <그림 3>의 (a), (b), (c), (d) 로 나타내었다.

임계마진치 (K_0)를 基本波 对 第二干涉波 ($2\omega_1 - \omega_2$) 比를 $m = 1$ 일때 -20 dB (電力比)를 갖는 값으로 設定하면 K_0 는 0.29가 됨을 알 수 있다.

現 INTELSAT 衛星中繼增幅器로 使用되는 進行波管(TWT)의 增幅마진을 보면 <그림 4>³⁾에서와 같이 相互變調를 피하려면 入力마진도 12dB 以上이 되어야 하고 出力마진도 5.5dB 以上이 되어야 함을 實驗으로 立証하고 있다.

w	振 幅	w	振 幅	비 고
w_1	$\alpha A + \frac{1}{8}(\alpha A)^3 + \frac{\alpha^3}{4}AB^2$	w_2	$\alpha B + \frac{1}{8}(\alpha B)^3 + \frac{\alpha^3}{4}A^2B$	기 본 파
$2w_1$	$-\frac{(\alpha A)^2}{4}$	$2w_2$	$-\frac{(\alpha B)^2}{4}$	제 2 고 조 파
$3w_1$	$\frac{(\alpha A)^3}{24}$	$3w_2$	$\frac{(\alpha B)^3}{24}$	제 3 고 조 파
$w_1 - w_2$	$-\frac{\alpha^2}{2}AB$	$w_1 + w_2$	$-\frac{\alpha^2}{2}AB$	제 1 간 섭 파
$2w_1 - w_2$	$\frac{1}{8}\alpha^3A^2B$	$2w_1 + w_2$	$\frac{1}{8}\alpha^3A^2B$	제 2 간섭파 (w_1)
$2w_1 - w_2$	$\frac{1}{8}\alpha^3AB^2$	$2w_2 + w_1$	$\frac{1}{8}\alpha^3AB^2$	제 2 간섭파 (w_2)

<表 3> 周波数別 振幅

w	振 幅	기본파 w_1 에 대한 상대치	기본파 w_2 에 대한 상대치	비 고
w_1	$k_1 + \frac{k_1^3}{8} + \frac{m^2}{4}k_1^3$	1		기 본 파
$2w_1$	$-\frac{k_1^2}{4}$	$-2k_1 / \{8 + k_1^2 + 2(mk_1)^2\}$		제 2 고조파
$3w_1$	$\frac{k_1^3}{24}$	$k_1^2 / \{24 + 3k_1^2 + 6(mk_1)^2\}$		제 3 고조파
$w_1 - w_2$	$-\frac{m}{2}k_1^2$	$\frac{-4mk_1}{8 + k_1^2 + 2(mk_1)^2}$		간 섭 파
$2w_1 - w_2$	$\frac{m}{8}k_1^3$	$\frac{mk_1^2}{8 + k_1^2 + 2(mk_1)^2}$		간섭파 (w_2)
$2w_2 - w_1$	$\frac{m^2}{8}k_1^3$	$\frac{(mk_1)^2}{8 + k_1^2 + (2mk_1)^2}$		간섭파 (w_2)
w_2	$mk_1 + \frac{(mk_1)^3}{8} + \frac{m}{4}k_1^3$	$\frac{8m + m^3k_1^2 + 2mk_1^2}{8 + k_1^2 + 2(mk_1)^2}$	1	기 본 파
$2w_2$	$-\frac{(mk_1)^2}{4}$	$\frac{-2m^2k_1}{8 + k_1^2 + 2(mk_1)^2}$	$\frac{-2mk_1}{8 + (mk_1)^2 + 2k_1^2}$	제 2 고조파
$3w_2$	$\frac{(mk_1)^2}{24}$	$\frac{m^3k_1^2}{24 + 3k_1^2 + 6(mk_1)^2}$	$\frac{(mk_1)^2}{24 + 3(mk_1)^2 + 6k_1^2}$	제 3 고조파
$w_1 + w_2$	$-\frac{m}{2}k_1^2$	$\frac{-4mk_1}{8 + k_1^2 + 2(mk_1)^2}$	$\frac{-4k_1}{8 + (mk_1)^2 + 2k_1^2}$	간 섭 파
$2w_1 + w_2$	$\frac{m}{8}k_1^3$	$\frac{mk_1^2}{8 + k_1^2 + 2(mk_1)^2}$	$\frac{k_1^2}{8 + (mk_1)^2 + 2k_1^2}$	간섭파 (w_1)
$2w_2 + w_1$	$\frac{m^2}{8}k_1^3$	$\frac{m^2k_1^2}{8 + k_1^2 + 2(mk_1)^2}$	$\frac{mk_1^2}{8 + (mk_1)^2 + 2k_1^2}$	간섭파 (w_1)

* $k_1 = \alpha A$, $k_2 = \alpha B$,
 $m = B/A$

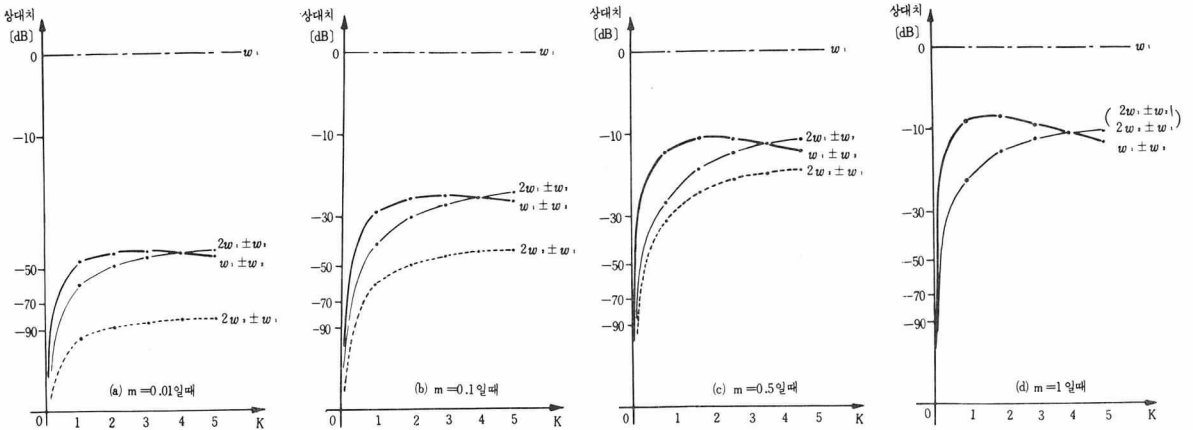
<表 4> 各振幅의 W_1 과 W_2 에 대한 상대치

(단위 : * dB)

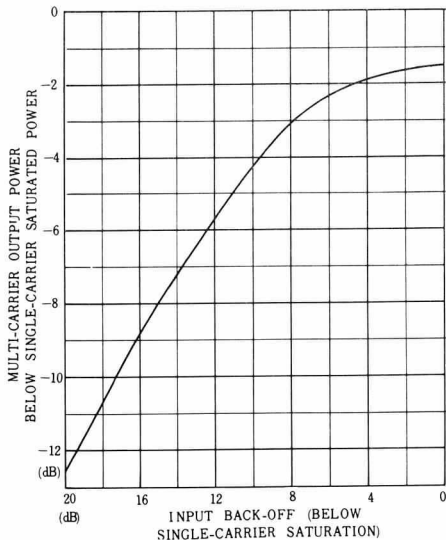
w \ K		m=0.01					m=0.1				
		1	2	3	4	5	1	2	3	4	5
$w_1 \pm w_2$	m	-47.0	-43.5	-43.0	-43.5	-44.4	-27.1	-23.6	-23.1	-23.6	-24.5
$2w_1 \pm w_2$	k	-59.1	-49.5	-45.5	-43.5	-42.4	-39.1	-29.6	-25.6	-23.6	-22.5
$2w_2 \pm w_1$		-99.1	-89.5	-85.5	-83.5	-82.4	-59.1	-49.6	-45.6	-43.6	-42.5

w \ k		m=0.5					m=1.0				
		1	2	3	4	5	1	2	3	4	5
$w_1 \pm w_2$	m	-13.5	-10.9	-11.1	-12.0	-13.2	-8.8	-8.0	-9.3	-10.9	-12.4
$2w_1 \pm w_2$	k	-25.6	-16.9	-13.6	-12.0	-11.2	-20.8	-14.0	-11.8	-10.9	-10.4
$2w_2 \pm w_1$		-31.6	-22.9	-19.6	-18.1	-17.2	-20.8	-14.0	-11.8	-10.9	-10.4

〈表 5〉 信号振幅比 (m) 에 의한 마진 (K) 对 간섭과비 * $20 \log_{10}$ [계수]



〈그림 3〉 信号振幅比 (m) 에 따른 마진 (K) 对 간섭과비



〈그림 4〉 MULTI-CARRIER INPUT-OUTPUT POWER TRANSFER CHARACTERISTIC OF THE TRANSPONDER TWT

IV. 結 論

增幅特性을 基本 自然現像인 指数函数的으로 表示하는 飽和現像으로 보고 마진에 따른 歪曲과 相互變調量을 算出하여 提示하였으며 具體的인 임계마진치 (K_0) 設定은 設計하는 伝送시스템의 性能(許容信号 对 雜音比)과 使用하는 增幅器 種類에 따라 決定하여야 할 것이다.

参 考 文 献

1. Schilling, Taub., Principles of Communication Systems, New York, McGraw-Hill, 1971.
2. Carlson, Bruce., Communication

Systems, New York, McGraw-Hill, 1975.
3. Chakrabortz, D., "INTELSET-IV

Channel Capacity vs Earth Station Size",
SED - 2 - 70, COMSAT Lab, 1970.

