

<論 文>

테레비죤 信號中繼에 있어 畫質에 影響을 주는
要因에 關한 研究

The effects on video quality in Television Relay System.

金 元 厚*

Kim, Won Hoo

目 次	
1. 序 論	5. System의 구성
2. 高周波 同調增幅器의 出力特性	6. 實驗 및 檢討
3. 增幅器의 相互變調歪	7. 結 論
4. VHF 트랜지스터 增幅器의 非直線歪	

要 約

VHF 및 UHF 채널의 TV 信號는 映像 및 音聲을 포함한 6MHz의 대역폭으로 채널變換 된 후 直線增幅器를 통해 재送信될 때 撥送波付近의 兩側波帶傳送領域에서 出力振幅周波數特性에 不自然스러운 變化가 생겨 화질에 影響을 주는 수가 있다. 이러한 現像是 發振器로 부터의 不要信號로 因한 不要下側帶波의 發生 등 問題가 되는 要因인 트랜지스터 直線增幅器의 非直線性, MIXER 회로에서의 상호변조 歪 AM-PM 變換 및 envelope delay 特性 등을 고려하여 出力特性을 구한 결과 主原因是 非直線性에 의한 것이었으며 實驗結果로서는 非直線性의 主因으로 Bias 조건의 불합리 및 發振器로 부터의 不要周波數의 發生이 가장 큰 原因으로 나타났다. 특히 인접信號에 對한 相互變調歪 및 不要信號發生은 Up conversion의 경우가 Down Conversion의 경우보다 현저히 감소됨을 확인하였고 發振器로부터의 spurious 가 system에 영향을 주지 않는 方案을 모색하였다.

=Abstract=

When Television signal of VHF and UHF channel is retransmitted at the relay system with 6MHz Bandwidth including video and aural signals, the image is often affected with the unnatural changes of output amplitude frequency response within the region of dual sideband near to the carrier frequency.

These phenomena are caused by the unnecessary lower sideband due to the spurious emission at the local oscillator, the nonlinear distortion in the linear amplifier, the intermodulation distortion with the components of neighboring signal, the AM-PM conversion, and the envelope delay distortion.

From the output characteristics, considering above results, the chief cause is caused by nonlinear response and has an effect on the bias states.

Finally, it is confirmed that the effects on neighboring signal appear high in case of Down conversion than Up conversion and obtained the method for reducing the effects on the system.

* 韓國航空大學 電子工學科, 正會員

3. 增幅器의 相互變調歪

複數個의 信號를 直線增幅器에 의해 同時に 增幅시킬 때 增幅特性이 線形이 아니면 各信號間에 干涉이 생겨서 相互變調歪, 混變調歪가 생긴다.

특히 Colar TV 中繼增幅器에서는 映像에 混入되는 920KHz 成分의 相互變調歪가 實用上 문제가 되고 있다. 이러한 현상은 CATV 信號에 있어서도 質을 低下시키는 결과를 주고 있다. 이러한歪는 增幅器의 振幅 및 位相歪가 主原因이 되고 있다(AM-PM 變換).

보통 中繼增幅器는 Sweep Generator에 의해 動作帶域內에서 周波數特性이 평坦하게 調整되어 있으나 動作帶域外의 周波數成分을 갖는 素子를 포함하고 있으면 單一周波數에 의한 增幅特性을 갖지 못한다.

中繼中幅器의 特性에서 非線形成分을 포함하고 있을 때 人力信號를 $e_i(t)$, 出力信號를 $e_o(t)$ 일 때 이의 관계를 Volterra Series⁽¹¹⁾를 써서 표시하면

$$\begin{aligned} e_o(t) = & \int_0^t h_1(\tau_1) e_i(t-\tau_1) d\tau_1 + \\ & \int_0^t \int_0^t h_2(\tau_1, \tau_2) e_i(t-\tau_1) e_i(t-\tau_2) d\tau_1 d\tau_2 + \dots \quad (9) \end{aligned}$$

i) 式은 增幅器가 周波數特性을 가지거나 非線形 요소를 포함하거나를 불문하고一般的으로 成立한다. 第一項은 出力線形成分이고 第2項以下은 出力의 非線形成分이다.

$h_1(\tau_1)$; $t=0$ 일 때 impulse (δ 계수)를 加했을 때의 $t=\tau_1$ 에 의한 出力.

$h_2(\tau_1, \tau_2)$; 입력에 두개의 impulse 를 加했을 때의 出力.

h_1, h_2, \dots 를 Laplace 變換하여 增幅器入力에 Sine wave 를 加한 경우 周波數特性을 얻어보면 出力의 값은 入力의 값과는 無關하게 된다.

이 때 h_1, h_2, \dots 는 δ 계수를 써서

$$h_1(\tau_1) = b_1 \delta(\tau_1) \quad h_2(\tau_1, \tau_2) = b_2 \delta(\tau_1) \cdot \delta(\tau_2) \quad (10)$$

b_1, b_2, \dots ; 定數

$$(9) \text{ 式에서 } e_o(t) = \sum_{l=1}^{\infty} b_l [e_i(t)]^l \quad (11)$$

로 出力電壓式이 얻어진다.

또 入力電壓 $e_i(t)$ 가 n 個의 正弦波의 和로 표시해 보면,

$$e_i(t) = \sum_{m=1}^n \epsilon_m \cos \omega_m t = \sum_{l=-n}^n \frac{1}{2} \epsilon_l e^{j \omega_l t} \quad (12)$$

여기서 $\epsilon_m \geq 0$, $\epsilon_0 = 0$, $\epsilon_{-l} = \epsilon_l$, $w-l = -wl$ 로 하여 式 (12)를 式 (9)에 代入整理해서 (9)式의 k 항을 보면

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \sum_{a_1=-n}^n \sum_{a_k=-n}^n \dots \epsilon_{a_k} H_k(w_{a_1}, \dots, w_{a_k}) \cdot \\ & \exp \{j(w_{a_1} + \dots + w_{a_k})t\} \quad (13) \end{aligned}$$

으로 된다. 여기에 H_k 는 h_k 의 k 차 Laplace 變換이므로

$$H_k(w_{a_1}, \dots, w_{a_k}) = \int_0^\infty \dots \int_0^\infty h_k(\tau_1, \dots, \tau_k) \cdot \exp \{-j(w_{a_1}\tau_1 + \dots + w_{a_k}\tau_k)\} d\tau_1 \dots d\tau_k \quad (14)$$

따라서 $e_o(t)$ 는 다음과 같이 된다.

$$e_o(t) = \frac{1}{2} \sum_{a_1=-n}^n \epsilon_{a_1} H_1(w_{a_1}) \exp \{jw_{a_1}t\} + \frac{1}{2} \sum_{a_1=-n}^n \sum_{a_2=-n}^n \dots$$

$$\sum_{a_2=-n}^n \epsilon_{a_1} \epsilon_{a_2} H_2(w_{a_1}, w_{a_2}) \cdot \exp \{j(w_{a_1} + w_{a_2})t\} + \dots \quad (15)$$

이 式의 右邊은 出力電壓의 周波數分포를 나타내고 있다. 일반적으로 k 항의 지수 $w_{a_1} + \dots + w_{a_k}$ 가 w_l ($l = -n \sim n$)로 될 때의 H_k 는 原信號 增幅特性을 나타내며 그의 H_k 는 相互變調歪를 나타낸다. 여기서 H_1 은 直線成分을 나타내므로 出力周波數는 入力과 같다. 또 H_2 에 의해 생기는 角周波數는 $w_p \pm w_q$ ($p, q = 1 \sim n$), H_3 로 부터는 $w_p \pm w_q \pm w_r$ ($p, q, r = 1 \sim n$)의 角周波數成分이 생긴다. 各原信號가 w_1, w_2, \dots, w_n 로 서로 같은 경우는 H_2 에 의한 각주파수는 原信號보다 떨어져 있으나 H_3 에 의한 角周波數는 原信號보다 접근하는 경우가 생긴다. 따라서 k 의 차수가 높을 경우에 增幅器의 帶域內에 들어오는 成分은 k 의 奇數項으로 부터도 생긴다.

4. VHF 트랜지스터 增幅器의 非直線歪

그림 2와 같은 트랜지스터 增幅器 回路에서 入力에 複數個의 信號를 同時に 加하면 emitter回路에는 入力周波數의 差成分 및 直流成分이 處理된다.

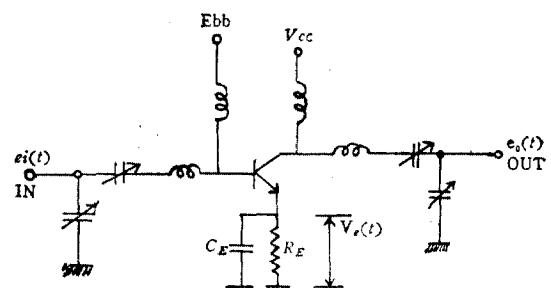


그림 2. VHF 트랜지스터 증폭기

이것에 의해 C_E, R_E 回路兩端에는 이들 成分의 電壓이 發生하고 Base-emitter 間의 電壓 V_{eb} 가 變化한다. 이것은 增幅器特性에 크게 영향을 준다. 이때문에 트랜지스터 自體의 周波數特性이 無視되는 경우에도 emitter回路의 周波數特性이歪發生의 영향을 주며 單

一信号에 의한 周波數特性이 고르지 않게 된다.

먼저 emitter 회로가 직접 접지되어 있는 경우 出力 $e_o(t)$ 및 emitter 電流 $i_e(t)$ 를 표시하면

$$\begin{aligned} [e_o(t)]_{E=0} &= \frac{1}{2} \sum_{a_1=-n}^n \epsilon_{a_1} G_1 \exp[jw_{a_1}t] + \frac{1}{2^8} \sum_{a_1=-n}^n \\ &\quad \sum_{a_2=-n}^n \sum_{a_3=-n}^n \epsilon_{a_1} \epsilon_{a_2} \epsilon_{a_3} G_3 \cdot \exp \\ &\quad [j(w_{a_1} + w_{a_2} + w_{a_3})t] + \dots \quad (16) \\ [i_e(t)]_{E=0} &= i_0 + \frac{1}{2^2} \sum_{a_1=-n}^n \sum_{a_2=-n}^n \epsilon_{a_1} \epsilon_{a_2} G_2 \\ &\quad \cdot \exp[j(w_{a_1} + w_{a_2})t] \quad (17) \end{aligned}$$

여기서 $e_o(t)$ 는 動作特性이 그리 넓지 않다고 생각하여 奇數次의 項을 써서 표시하고 $i_e(t)$ 는 入力周波數의 差成分 및 直流性分이 문제이므로 偶數次項을 써서 표시한다. i_0 는 入力信號가 0 일때의 emitter 電流이다.

emitter 회로의 短路때 VHF 帶에서의 特性은 주파수에 의존하지 않는 것으로 하여 H_1, H_2, \dots 를 定數로 보고 각각 G_1, G_2, \dots 로 표시한다.

그래서 $e_o(t)$ 와 $e_o(t)$ 사이에는 AM-PM 變換이 존재하므로 G_1, G_3, \dots 는 複素數로서 취급한다. 또 G_2, G_4, \dots 는 入力에 VHF 信號를 加했을 때 emitter 電流에 포함되는 直流로부터 영상대역의 spectrum에 對한 特성이므로 이 Spectrum에 對한 位相차연은 無視하고 實定數로 취급한다.

G_1, G_3, \dots 는 定數이므로 VHF Band 内의 單一信號를 써서 測定이 可能하며 G_2, G_4, \dots 도 같은 모양으로 入力에 單一信號를 써서 emitter 電流의 直流特性을 求할 수 있다.

다음 emitter 回路에 RC 가 存在 할 때를 생각하면 $v_o(t)$ 는 時間에 따라 變化한다. 이때 Bias V_{bb} 를 A급 동작 點에 두면 Base-Emitter 間의 直流電壓 V_{be} 는 一定하다. 이하 해석에서는 $v_o(t)$ 에서 直流分을 無視한 電壓 $v(t)$ 를 사용한다. 단, emitter에 CR이 存在할 때의 $v_o(t)$ 는 다음과 같이 표시된다.

$$V_o(t) = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t \exp\left(-\frac{1}{CR}(t-\tau)\right) i_e(\tau) d\tau \quad (18)$$

또 $e_o(t)$, 및 $i_e(t)$ 는

$$\begin{aligned} e_o(t) &= \frac{1}{2} \sum_{a_1=-n}^n \epsilon_{a_1} H_1(w_{a_1}) \exp[jw_{a_1}t] + \frac{1}{2^8} \sum_{a_1=-n}^n \sum_{a_2=-n}^n \sum_{a_3=-n}^n \epsilon_{a_1} \epsilon_{a_2} \epsilon_{a_3} \cdot H_3(w_{a_1}, w_{a_2}, w_{a_3}) \\ &\quad \exp[j(w_{a_1} + w_{a_2} + w_{a_3})t] + \dots \quad (19) \\ i_e(t) &= i_0 + \frac{1}{2^2} \sum_{a_1=-n}^n \sum_{a_2=-n}^n \sum_{a_3=-n}^n \epsilon_{a_1} \epsilon_{a_2} H_2(w_{a_1}, w_{a_2}) \cdot \\ &\quad \exp[j(w_{a_1} + w_{a_2})t] + \dots \quad (20) \end{aligned}$$

式(20)의 $i_e(t)$ 를 式(18)에 代入하여 積分하여 $v_o(t)$ 에서 直流成分을 뺀 $v(t)$ 는 다음과 같다.

$$v(t) = \frac{1}{2^2} \sum_{a_1=-n}^n \sum_{a_2=-n}^n \epsilon_{a_1} \epsilon_{a_2} \frac{RH_2(w_{a_1}, w_{a_2})}{1+jCR(w_{a_1} + w_{a_2})} \exp[j(w_{a_1} + w_{a_2})t] + \dots \quad (21)$$

로 된다. 여기서 第一項의 $w_{a_1} + w_{a_2} \neq 0$ 로 하고

式(16), (17)과 직류분을 무시한 $v(t)$ 의 영향을 고려하여 式(19), (20)을 비교하면 G_1, G_2, \dots 대신에 H_1, H_2, H_3 가 얼어진다. 여기서 交流出力電壓 特性 $v(t)$ 는 CR에 의한 角周波數 特성에 따라 달라짐을 알 수 있으며 出力 제 2 항으로 표시되는 비직선 性分의 증가는 주입되는 복수신호에 의해 영향을 받고 있다.

5. System의 구성

本 VHF Channel TV 信號 中繼 System 을 구성하는데 다음과 같은 절을 유의하였다.

- 1) 각 종폭단의 대역폭을 6 MHz 이상을 유지하기 위해 광대역 결합 회로를 구성하고 Band pass filter를 써서 불필요 대역을 억제하였다.
- 2) 결합회로의 Impedance는 50Ω으로 하여 트랜지스터의 입력 Impedance에 정합키 위해서 電流勵振시킨다.
- 3) 트랜지스터는 높은 이득 대역 특성이 요구되므로 차단주파수가 使用周波數에 비해 충분히 높은 것을 선택하였다. ($f_T = 600 \text{ MHz}$ 이상)
- 4) 直線增幅器의 Bias는 A급 動作點에 오르도록 최적點에 조정할 수 있는 구조로 하였다.
- 5) 出力 트랜지스터는 Collector 손실이 충분히 큰 값을 사용하여 그정격의 약 $\frac{1}{10}$ 정도의 出力으로 설계하였다.

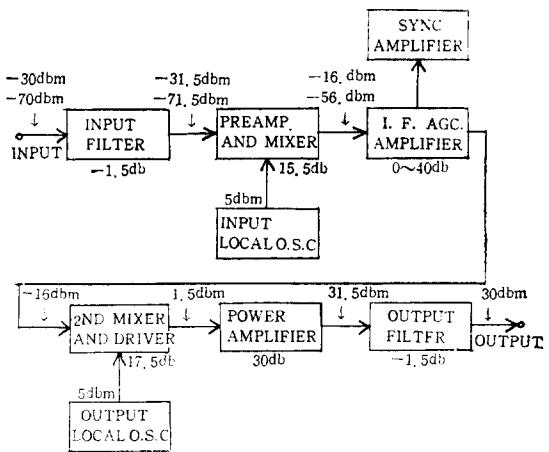


그림 3. 实驗회로인 Translator의 계통도

6) 入力 및 出力 국부 발진기는 Spurious 를 제거하기 위해 3 Section Band Pass filter 를 사용하였다.

本實驗回路의 構成은 그림 3과 같다.

實驗回路로서 入力信號 Level-70dbm 에서부터 -30 dbm 的 TV 信號 범위에서 出力 1W의 電力으로 재送信할 수 있는 中繼器를 설계 제작하였다. 中繼器설계에 對한 보고는 차기에 발표하고자 하며 本연구는 TV 難視聽地域 해소를 위해 연구 개발 되였음을 밝혀둔다.

6. 實驗 및 檢討

Output mixer 후단의 直線增幅器의 特性에서 Bias 조건에 따라 出力特性이 变하는 것을 그림 4에 표시하였다.

본 實驗에선 최종증폭단에 Bias 조정 回路를 따로 두어 최적 Bias 点을 찾아 直線性을 유지시킨 결과 入力 Level-7dbm 點에서 -20dbm 까지는 거의 40 db의 이득을 얻어 매우 좋은 特性를 보였으나 出力 2W를 넘는 -7 dbm 以上의 入力에 對해서는 非直線 상태를 나타냈다. 특히 Bias 가 부적당한 상태 및 Bypass Condenser의 값이 충분히 낮은 Reactance의 값이 되지 않았을 때에는 出力 1W 以上에서 심한 이그레짐이 일

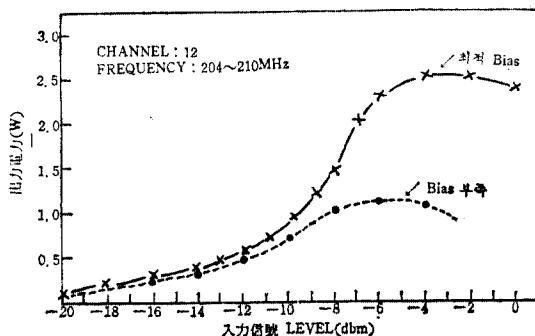


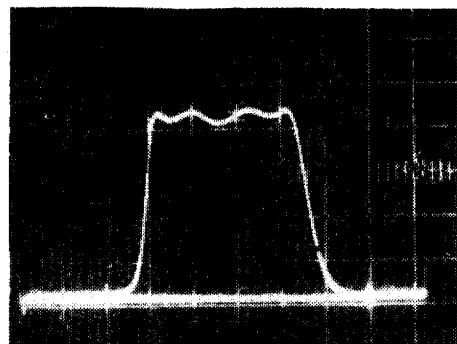
그림 4. 直線電力增幅器의 出力特性

어나고 있다.

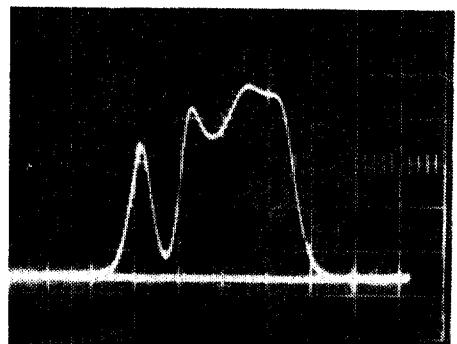
다음 그림 5a)에 정상 상태에 있어서의 sweep 波形을 보였다.

그림 b)는 IF 41.25 MHz에 Aural Notch 를 넣어 화면에 音聲 장애를 없애기 위한 것으로 Audio carrier 억압은 영상의 1/5 크기에서 장애가 없었다.

앞서 解析한바와 같이 복수 信號에 對한 相互變調歪의 發生 및 AM-PM 變換은 Emitter Bypass에 따라 크게 變化함을 알았으며 이것이 심하면 發振을 하게 된다. 이것은 VHF Band 以上의 回路에서 특히 유의해야 할것으로 생각된다.



a) 直線部分에서의 sweep 波形

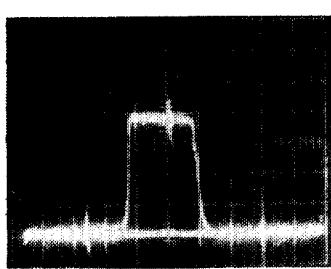


b) 화면에 音聲 장애를 없애기 위한 Aural Notch 를 넣은 상태

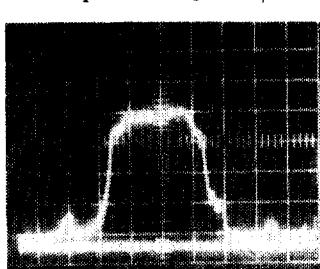
그림 5. 直線部分에서의 Sweep 波形

input Level-5dbm 때

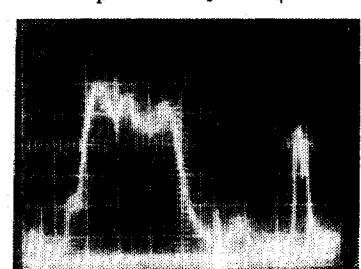
input Level 0 dbm 때



a) 非直線部分에서의 Sweep 波形



b) over input에 의한 sweep 波形





c) 非直線歪에 의한 畫面



d) over input에 의한 畫面

그림 6. 非直線部分에서의 Sweep 波形 및 TV 畫面

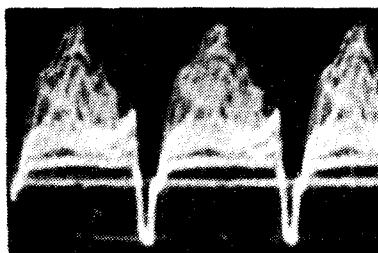
최종 增幅段엔 2N3375 트랜지스터를 使用하여 RF 出力を out put Filter 를 通해 1W 가 ANT에 공급되도록 설계하였는데 이것은 A 금 直線增幅器로充分한 安全度를 얻기 위함이다.

入力 Level의 증가 및 부적당한 Bias 상태에 의해 생기는 畫質의 장애는 그림 6과 같다.

그림 6 a)의 波形은 受信 Channel 9. (186~192 MHz)의 非直線部分의 Sweep 波로 Marker 는 10 MHz이며 Sweep 윗부분이 평탄하게 진폭 제한을 받고 있다. 평탄한 부분의 Marker 는 190 MHz, c)는 非直線歪로 同期가 不安定한 상태의 TV 畫面을 보이고 있다. b)는 과대한 入力으로 直線點을 벗어난 경우이며 d)는 이 때의 中繼信號에 의한 畫面을 나타내고 있다.

그림 7에 정상상태 및 비직선 상태에서의 영상파형을 나타낸다.

그림 7 a)는 中繼時 정상 상태에서의 映像이며 b)는



a) 畫面에 장애가 없을 때의 映像 및 同期波形

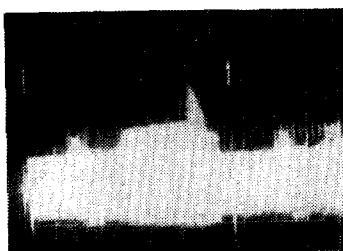
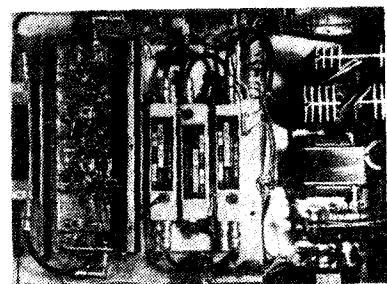
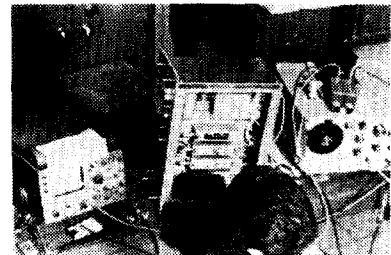
b) 畫面에 심한 장애를 주는 映像
그림 7. 映像信號波形

그림 8. 實驗裝置 및 제작품*

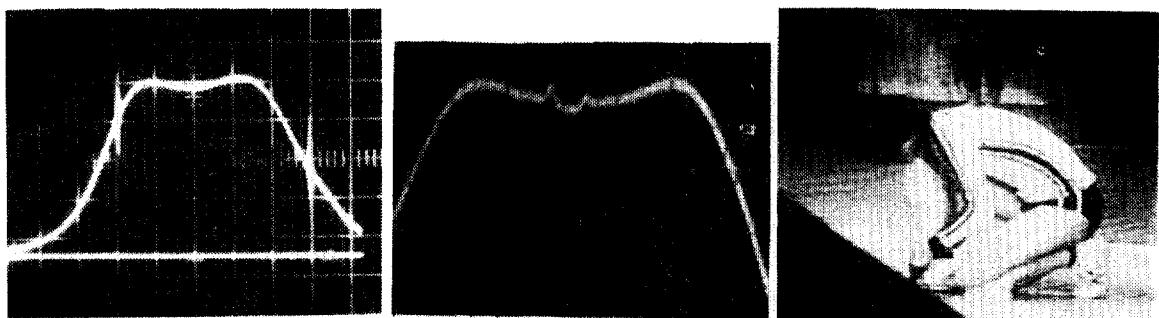
distortion 이 심한 非直線部에서의 映像이다.

그림 8은 實驗裝置의 사진으로 實裝하여 測定하고 있는 경우의 사진이다.

그림 9는 受信部 및 送信部, 國부 발진 周波數 선택에 따른 變換方法에 따라 나타나는 不要信號에 의한 장애를 測定한 것이다.

a)는 國부발진 주파수가 IF 보다 높은 경우의 Sweep 波形으로 畫質에 장애가 별로 나타나고 있지 않으나 b)는 Sweep 上部에 균일하지 못한 들출부가 나타나고 있다. 이것은 發振周波數가 낮으므로 發生하는 不要인 접信號가 受信信號와 Beat 된 것으로 受信帶域內에 들어 오기 때문이다. c)는 b)의 경우의 畫面에 나타나는 장애를 찍은 TV 사진이다. 사진에 보이는 바와 같이 수평주사선 부분에 얼룩이 나타나서 좋은 畫像質을 기대 할 수 없다.

이러한 現像은 Up Conversion의 경우에도 Local osc 基本周波數 및 이 Harmonics 가 IF 및 output channel



a) up Conversion 의 Sweep 波形 b) down Conversion 의 Sweep 波形 c) down Conversion 的 TV 畫面

그림 9. Conversion 方法에 따른 Sweep 및 畫面

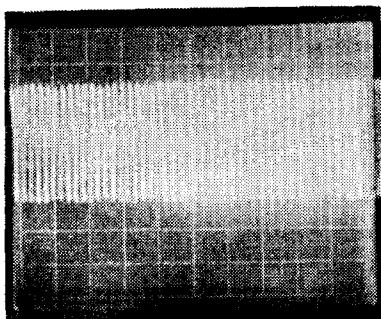
표-1. 국부발진 주파수=중간주파수+수신주파수인 경우 (IF; $44 \pm 3\text{MHz}$)

CHANNEL NO	FREQUENCY BAND(MHz)	CENTER FREQUENCY (MHz)	LOCAL O.S.C. FREQUENCY (MHz)	체배방법 및 국부발진 기본주파수					
				$\times 2$	$\times 3$	$\times 4$	$\times 5$	$\times 6$	$\times 9$
2	54~60	57	101	50.5	33.66...	25.25	20.2	16.833...	11.22...
3	60~66	63	107	53.5	35.66...	26.75	21.4	17.833...	11.88...
4	66~72	69	113	56.5	37.66...	28.25	22.6	18.833...	12.55...
5	76~82	79	123	61.5	41.00...	30.75	24.6	20.50	13.66...
6	82~88	85	129	64.5	43.00	32.25	25.8	21.50	14.33...
7	174~180	177	221	110.5	73.66...	55.25	44.2	36.833...	24.55...
8	180~186	183	227	110.5	75.66...	56.75	45.4	37.833...	25.22...
9	186~192	189	233	116.5	77.66...	58.25	46.6	38.833...	25.88...
10	192~198	195	239	119.5	79.66...	59.75	47.8	39.833...	26.55...
11	198~204	201	245	122.5	81.66...	61.25	49.0	40.833...	27.22...
12	204~210	207	251	125.5	83.66...	62.75	50.2	41.833...	27.88...
13	210~216	213	257	128.5	85.66...	64.25	51.4	42.833...	28.55...

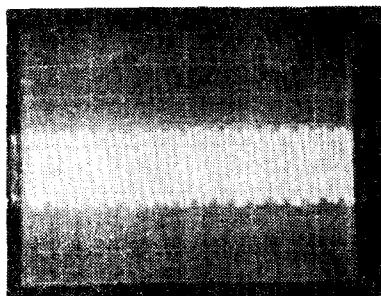
표-2. 국부발진 주파수=중간주파수-수신주파수
인 경우 (IF; $44 \pm 3\text{MHz}$)

※ 실선으로 표시된 周波數가 장애를 피할 수 있는
주파수이며 국내 가공 가능한 수정주파수를 56MHz
대로 정한 값임.

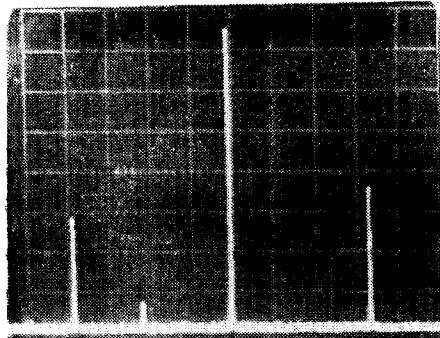
CHANNEL NO	FREQUENCY BAND(MHz)	CENTER FREQUENCY (MHz)	LOCAL O.S.C. FREQUENCY (MHz)	체배방법 및 국부발진 기본주파수					
				$\times 2$	$\times 3$	$\times 4$	$\times 5$	$\times 6$	$\times 9$
2	54~60	57	13						
3	60~66	63	19						
4	66~72	69	25						
5	76~82	79	35						
6	82~88	85	41						
7	174~180	177	133	66.5	44.33...	32.25	26.6	22.16...	14.7 ...
8	180~186	183	139	69.5	46.33...	34.75	27.8	23.16...	15.7 ...
9	186~192	189	145	72.5	48.33...	36.25	29.0	24.16...	16.111...
10	192~198	195	151	75.5	50.33...	37.75	30.2	25.16...	16.77 ...
11	198~204	201	157	78.5	52.33...	39.25	31.4	26.16...	17.44 ...
12	204~210	207	163	81.5	54.33...	40.75	32.6	27.16...	18.11 ...
13	210~216	213	169	84.5	56.33...	42.25	33.8	28.16...	18.77 ...



a) 233MHz Input Local OSC.



b) 251MHz Output Local OSC.



c) Output Local OSC Spectrum

그림10. 국부발진 주파수 및 Spectrum.

의 周波數帶內에 포함되는 때에는 심한 장애를 나타내 였다.

이러한 장애를 피하는 것이 非直線歪 이외에도 매우 중요한 사실임이 發見되었으므로 이에 Local osc의 최적 基本周波數를 선정하여 표-1 및 표-2에 나타내었다.

그림 10은 국부발진 주파수와 이 Spectrum을 보여 주고 있다.

7. 結 論

以上 TV 中繼 System의 主가되는 高周波直線增幅器의 非直線性 및 畫質에 영향을 주는 要因에 對해 解析하고 이를 實驗하기 위해 受信 Channel 9, 送信 Channel 12의 TV 信號 中繼器를 設計製作하여 畫質 개선 方法에 對해 연구하였다. 實驗結果 解析的方法에서 얻어진 複數信號에 對한 장애가 실제로 심각하게 영향을 주었으며 直線性를 향상시킴에 있어서는 Bias 및 Bypass 상태도 크게 作用함을 확인하였다.

여기서 不要信號인 複數信號의 發生은 Local oscillator에서의 Spurious에 기인되고 있었으며 特히 이들 不要信號周波數는 變換과정에서 受信信號와 Beat되며 이들 Beat frequency는 낮은 局部發振周波數에서 많은 不要隣接信號를 發生시켰고 또 직접적으로 IF Channel에 영향을 줄을 알수있었다.

따라서 TV 中繼 System에서의 畫質改善을 為해서는 그의 局部發振周波數의 값을 높게 선택할수록 또 Down Conversion의 경우보다 Up Conversion의 경우가 유리함을 알수있었으며 局部發振基本周波數와 그의 Harmonics가 IF 및 Input Channel 帶域을 피하도록 선정함이 畫質改善의 最適方案임을 확인하였으며 障害防止可能 周波數를 찾을수 있었다.

References

- (1) DAVID KAYE "Devivation of Intermodulation output of a pair of General nonlinear Elements in a Balanced mixer array" IEEE.
- (2) TUCKER,D.G. "Intermodulation Distortion in Rectifier Modulators." wireless Eng. Vol. 31, pp. 145~152, June 1954.
- (3) KITAZAWA,"Amplitude frequency Response of a linear Amplifier for a Televisions Transmitter" IECE Vol. 55-B No. 12 Dec. 1972.
- (4) D.R. LOHRMANN,"Parametric Oscillations in VHF Trasistor Power Amplifiers" IEEE.Pro. Vol. 54, No.3. pp.339-446 march 1960.

-
- (5) C.T. Kirk, Jr., "A theory of Transistor Cutoff frequency (f_T) falloff at high current densities," IRE Trans. on Electron Devices, Vol. ED-9, pp. 164-174, March 1962.
 - (6) J.A.G. Slatter: "An approach to the design of transistor tuned power Amplifier", IEEE Trans CT-12,p. 206 June 1965.
 - (7) R.G. Harrison: "A nonlinear theory of class C transistor amplifier and frequency multiplierer", IEEE J. SC-2, p. 93 Sep. 1967.
 - (8) R.D. Peden; "Charge-driven HF transistor-tuned power amplifier" IEEE.J. SC-5, p.55 April 1970.
 - (9) SHIINO,: "An Analysis of current-Driven Transistor Tuned power Amplifier". IECE Vol. 55-B No.5 May 1972.
 - (10) SASAKI"An Analysis of Intermodulation Distortion in frequency Dependent UHF Amplifiers," IECE, Vol. 55-B No. 10 Oct. 1972.
 - (11) S.Narayanan:"Transistor distortion analysis using Volterra series representation" Bell Syst, tech. J, 46, 5, p.991(1967)