

< 論 文 >

텔레비전 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. System 의 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 된후 直線增幅器를 통해 재 送信될때 搬送波附近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 畫質에 影響을 주는수가 있다. 이러한 現象은 發振器로 부터의 不要信號로 인한 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 主要原因은 非直線性에 의한 것이었으며 實驗結果로서는 非直線性的의 主因으로 Bias 條件의 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 spurious가 system에 影響을 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

1. 序 論

TV 信號傳送帶域에 있어서 일어나기 쉬운 장애로서 Local oscillator 의 Harmonics 에 의한 영향, mixer 回路에서의 相互變調歪⁽¹⁾⁽²⁾, 直線增幅器에서의 振幅周波數特性, AM-PM 變換⁽³⁾, 트랜지스터 電力 증폭기에서의 非直線歪 등이 있고,

또 high Gain 電力增幅用 트랜지스터를 同調增幅器로 使用하는 경우 入力勵振回路에 극히 낮은 Impedance 의 並列同調回路를 必要로 하고 있으나, 때로는 기생發振을 일으키는 예가 흔히 있다⁽⁴⁾. 종단 트랜지스터 增幅단에서는 차단주파수 강하 현상⁽⁵⁾, 直線同調增幅器의 帶域幅 증가로 인한 出力電力의 감소, 直線動作點에서의 最大코렉터 손실電力으로 인한 Junction溫度上昇 등 여러가지 고려해야될 점이 있으나 本文에서는 트랜지스터 直線增幅器의 出力電力, 非直線성에 의한 相互變調歪 및 發振器로부터 주입되는 多信號 變換時의 出力特性등을 고찰하고 實驗을 통해 畫質개선 方案을 모색, 대책을 강구하고자 한다.

2. 高周波 同調增幅器의 出力特性

트랜지스터 同調增幅器 解析方法으로는 종래 여러가지가 발표되었는데 이들 대부분은 正弦波入力電壓勵振形에 관한 것으로 Slatter⁽⁶⁾ 및 Harrison⁽⁷⁾ 이 발표한 바 있다. 이 경우는 入力 Impedance 가 매우 낮은 경우로써 Transistor 增幅器에서는 실제로 實現하기 어려운 점이 많으며 또 電荷勵振形 model 에 관한 문헌⁽⁸⁾이 있으나 入力回路에 特殊한 것을 假定하고 있다.

실제 트랜지스터 回路에서 이상적인것은 電流勵振形

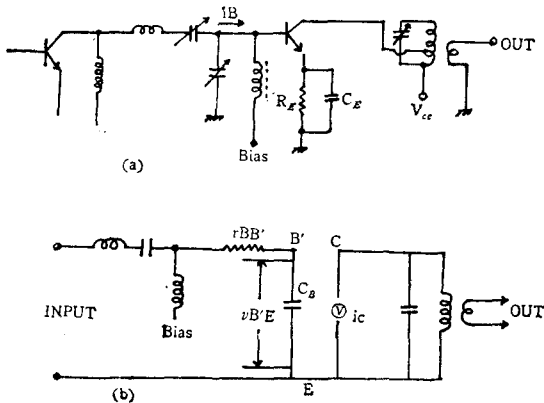


그림 1. (a) 電流勵振形 同調增幅器
(b) 電荷制御 Model 을 使用한 等價回路

同調增幅器⁽⁹⁾를 使用하는 것이다. Base-Emitter間이 逆方向電壓으로 Bias 되었을 때 遷移領域容量 C 가 存在하며 이 값은 電壓에 따라 非線形으로 變化한다. 이때 電流勵振形 回路는 直列同調回路로 構成하여야 하며(그림 1) 入力측이 f_0 에 同調되고 B-E 間이 順方向 또는 0 으로 Bias 되어있을 때 Base 電流 I_B 는

$$I_B = I_B \cos \omega_0 t + I_{B_0} \dots \dots \dots (1)$$

I_B : 周波數 f_0 의 入力電力 振幅

I_{B_0} : DC Bias 電流($I_{B_0} \geq 0$)로 생각할 수 있다.

이때 Base 電荷 q_B 는 $f_0 \gg \frac{f_T}{B_0}$ 의 周波數域에서 다음 式에 접근한다.

$$q_B = \frac{I_B}{\omega_0} \sin \omega_0 t + Q_{B_0} \dots \dots \dots (2)$$

여기서 直流成分을 Q_{B_0} 라하면 $Q_{B_0} = I_{B_0} \tau_B$ 로 생각할 수 있다. τ_B : Base 時定數 $q_B \geq 0$ 의 Transistor 活性領域에서 collector 電流 i_c 는 포화되지 않는 영역內에서 다음 式으로 표시하면

$$i_c = \frac{q_B}{\tau} \dots \dots \dots (3)$$

τ : 小數 Carrier 의 平均 Base 走行時間($\tau = 1/2 \pi f_T$ 이다.)

(2) (3) 式에서

$$i_c = \frac{I_B}{\tau \omega_0} \sin \omega_0 t + I_0 \dots \dots \dots (4)$$

I_0 : Q_{B_0}/τ $q_B < 0$ 에서는 i_c 는 Cut off 되므로

$$i_c = I_{c_0} \dots \dots \dots (5)$$

$q_B = 0$ 되는 時間을 t_1, t_2 라 하면 Collector 基本波成分은

$$I_c \omega_0 = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\omega_0 t_1} + \int_{\omega_0 t_2}^{2\pi} \left(\frac{I_B}{\tau \omega_0} \sin \omega_0 t + I_0 - I_{c_0} \right) \sin \omega_0 t dt \right] \dots \dots \dots (6)$$

지금 出力共振回路가 f_0 에 同調되면 電壓은 正弦波로 되어

$$V_0 = V_0 \sin \omega_0 t + V_{cc} \dots \dots \dots (7)$$

V_0 : Collector 電壓의 振幅

V_{cc} : 直流電壓, 따라서 出力電力은

$$P_{out} = I_c \omega_0 V_0 / 2 \dots \dots \dots (8)$$

여기서 帶域幅 $Bw = f_2 - f_1$ 이라하고 出力 및 帶域幅의 곱이 一定한 경우로 $P_{out} \times Bw = 1$

$$P_{out} = \frac{I_c \omega_0 V_0}{2 \cdot Bw}$$

이다.

실제 Transistor Linear Amplifier 인 경우 Bias 가 順方向으로 A 급 動作點에 있을 때 I_c, V_0 의 값은 비교적 적은 값이며 帶域幅의 크기에 따라 현저하게 出力이 감소함을 알 수가 있다.

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에 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 結果를 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 Generator 에 의해 動作帶域內에서 周波數特性이 平坦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 關係를 Volterra Series⁽¹¹⁾를 써서 표시하면

$$e_o(t) = \int_0^t h_1(\tau_1) e_i(t-\tau_1) d\tau_1 + \int_0^t \int_0^t h_2(\tau_1, \tau_2) e_i(t-\tau_1) e_i(t-\tau_2) d\tau_1 d\tau_2 + \dots \dots (9)$$

이 式은 增幅器가 周波數特性을 가지거나 非線形 要素를 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는 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 入力の 값과는 無關하게 된다.

이때 h_1, h_2, \dots 는 δ 계수를 써서

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

b_1, b_2, \dots ; 定數

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

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,

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

여기에 $\epsilon_m \geq 0, \epsilon_0 = 0, \epsilon - l = \epsilon l, \omega - l = -\omega l$ 로 하여 式 (12)를 式 (9)에 代入整理해서 (9)式의 k 항을 보면

$$\frac{1}{2} \sum_{a_1=-n}^n \dots \sum_{a_k=-n}^n \epsilon_{a_1} \dots \epsilon_{a_k} H_k(w_{a_1}, \dots, w_{a_k}) \cdot \exp [j(w_{a_1} + \dots + w_{a_k})t] \dots \dots (13)$$

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

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

따라서 $e_o(t)$ 는 다음과 같이 된다.

$$e_o(t) = \frac{1}{2} \sum_{a_1=-n}^n \epsilon_{a_1} H_1(w_{a_1}) \exp [jw_{a_1}t] + \frac{1}{2} \sum_{a_1=-n}^n \sum_{a_2=-n}^n \epsilon_{a_1} \epsilon_{a_2} H_2(w_{a_1}, w_{a_2}) \cdot \exp [j(w_{a_1} + w_{a_2})t] + \dots (15)$$

이 式의 右邊은 出力電壓의 周波數분포를 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 원信號 增幅特性을 나타내며 그외의 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 같을 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에 加하면 emitter 回路에는 入力周波數의 差成分 및 直流成分이 흐른다.

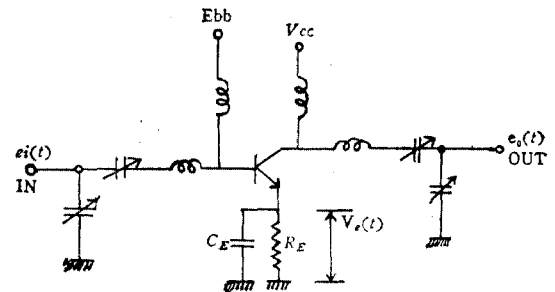


그림 2. VHF 트랜지스터 증폭기

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에 歪發生의 영향을 주며 單

一信號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

$$[e_o(t)]_{E=0} = \frac{1}{2} \sum_{a_1=-n}^n \epsilon_{a_1} G_1 \exp \{j\omega_{a_1} t\} + \frac{1}{2^3} \sum_{a_1=-n}^n \sum_{a_2=-n}^n \epsilon_{a_1} \epsilon_{a_2} \epsilon_{a_3} G_3 \cdot \exp \{j(\omega_{a_1} + \omega_{a_2} + \omega_{a_3}) t\} + \dots \quad (16)$$

$$[i_e(t)]_{E=0} = i_0 + \frac{1}{2^2} \sum_{a_1=-n}^n \sum_{a_2=-n}^n \epsilon_{a_1} \epsilon_{a_2} G_2 \cdot \exp \{j(\omega_{a_1} + \omega_{a_2}) t\} + \dots \quad (17)$$

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분이 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 $e_i(t)$ 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_6, \dots 는 入力에 VHF 信號를 加했을때 emitter 電流에 포함되는 直流로부터 영상대역의 spectrum 에 對한 特性이므로 이 Spectrum 에 對한 位相지연은 無視하고 實定數로 취급한다.

G_1, G_3, \dots 는 定數이므로 VHF Band 內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 RC가 存在 할때를 생각하면 $v_e(t)$ 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 $v_e(t)$ 에서 直流分을 無視한 電壓 $v(t)$ 를 사용한다. 단, emitter 에 CR이 存在할 때의 $v_e(t)$ 는 다음과 같이 표시된다.

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

또 $e_o(t)$, 및 $i_e(t)$ 는

$$e_o(t) = \frac{1}{2} \sum_{a_1=-n}^n \epsilon_{a_1} H_1(\omega_{a_1}) \exp \{j\omega_{a_1} t\} + \frac{1}{2^3} \sum_{a_1=-n}^n \sum_{a_2=-n}^n \sum_{a_3=-n}^n \epsilon_{a_1} \epsilon_{a_2} \epsilon_{a_3} \cdot H_3(\omega_{a_1}, \omega_{a_2}, \omega_{a_3}) \exp \{j(\omega_{a_1} + \omega_{a_2} + \omega_{a_3}) t\} + \dots \quad (19)$$

$$i_e(t) = i_0 + \frac{1}{2^2} \sum_{a_1=-n}^n \sum_{a_2=-n}^n \epsilon_{a_1} \epsilon_{a_2} H_2(\omega_{a_1}, \omega_{a_2}) \cdot \exp \{j(\omega_{a_1} + \omega_{a_2}) t\} + \dots \quad (20)$$

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

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

로 된다. 여기서 第一項의 $\omega_{a_1} + \omega_{a_2} \approx 0$ 로 하고 式(16), (17)과 直류分을 무시한 $v(t)$ 의 影響을 고려하여 式(19), (20)을 比較하면 G_1, G_2, \dots 대신에 H_1, H_2, H_3 가 얻어진다. 여기서 交流出力電壓 特性 $v(t)$ 는 CR에 의한 角周波數 特性에 따라 달라짐을 알 수 있으며 出力 제 2 항으로 표시되는 비직선 性分의 증가는 주입되는 복수신호에 의해 影響을 받고 있다.

5. System 의 구성

本 VHF Channel TV 信號 中繼 System 을 구성하는데 다음과같은 點을 유의 하였다.

- 1) 各 종폭단의 대역폭을 6 MHz 이상을 유지 하기 위해 광대역 결합 회로를 구성하고 Band pass filter 를 써서 불필요 대역을 억제하였다.
- 2) 결합회로의 Impedance는 50Ω으로 하여 트랜지스터의 입력 Impedance 에 정합키 위해서 電流勵振시킨다.
- 3) 트랜지스터는 높은 이득 대역 特性이 요구 되므로 차단주파수가 使用周波數에 비해 충분히 높은 것을 선택 하였다 ($f_T=600$ MHz 이상)
- 4) 直線增幅器의 Bias 는 A 급 動作點에 오르도록 최적點에 調整할 수 있는 구조로 하였다.
- 5) 出力 트랜지스터는 Collector 손실이 충분히 큰 값의 것을 사용하여 그정격의 약 $\frac{1}{10}$ 정도의 出力으로 설계 하였다.

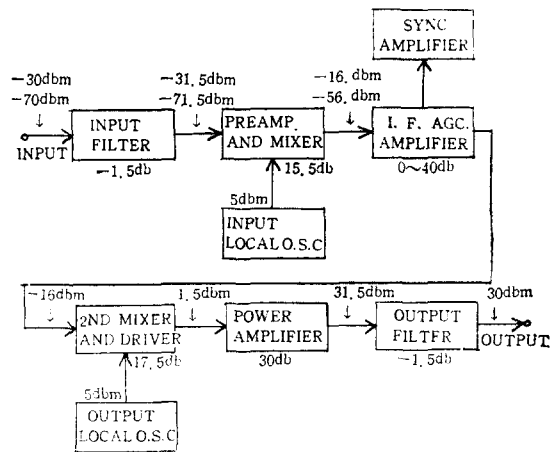


그림 3. 실험회로인 Translator 의 계통도

6) 入力 및 出力 극부 발진기는 Spurious를 제거하기 위해 3 Section Band Pass filter를 사용하였다.

本實驗回路的 構成은 그림 3과 같다.

實驗回路로서 入力信號 Level-70dbm에서부터 -30dbm의 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 되었음을 밝힌다.

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 變하는 것을 그림 4에 표시하였다.

本 實驗에선 최종증폭단에 Bias 조정 回路를 따로두어 최적 Bias 點을 찾아 直線性을 유지시킨 결과 入力 Level-7dbm 點에서 -20dbm까지는 거의 40db의 이득을 얻어 매우 좋은 特性을 보였으나 出力 2W를 넘는 -7dbm 以上の 入力에 對해서는 非直線 상태를 나타냈다. 특히 Bias가 부적당한 상태 및 Bypass Condenser의 값이 충분히 낮은 Reactance의 값이 되지 않았을 때 에는 出力 1W 以上에서 심한 이그러짐이 일

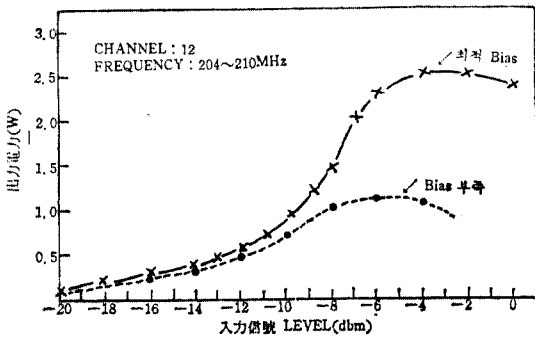


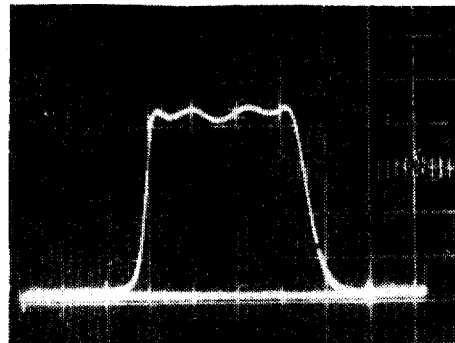
그림 4. 直線電力增幅器의 出力特性

어나고 있다.

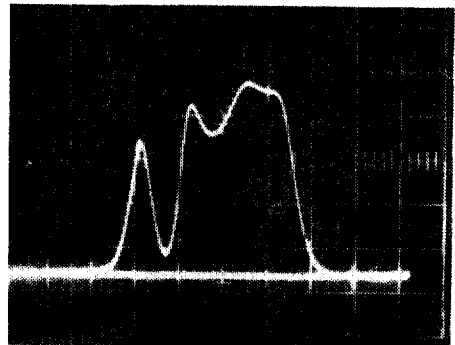
다음 그림 5 a)에 정상 상태에 있어서의 sweep 波형을 보였다.

그림 b)는 IF 41.25 MHz에 Aural Notch를 넣어 畫面에 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 以上の 回路에서 특히 유의해야 할것으로 생각된다.



a) 直線部分에서의 sweep波형



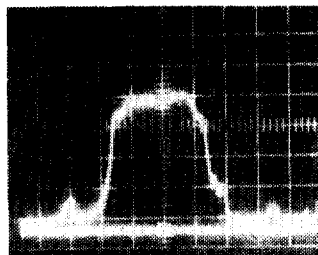
b) 畫面에 音聲 장애를 없애기 위한 Aural Notch를 넣은 상태

그림 5. 直線部分에서의 Sweep 波형

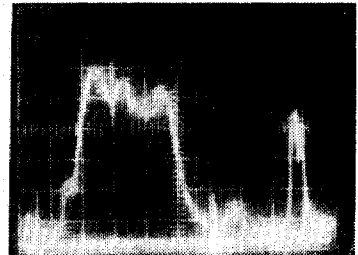


a) 非直線部分에서의 Sweep 波형

input Level-5dbm 때



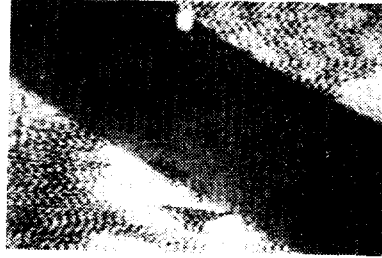
input Level 0 dbm 때



b) over input에 의한 sweep 波형



c) 非直線歪에 의한 畫面



d) over input 에 의한 畫面

그림 6. 非直線部分에서의 Sweep 波形 및 TV 畫面

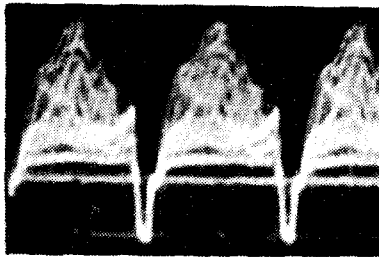
최종 增幅段엔 2N3375 트랜지스터를 使用하여 RF 出力을 out put Filter 를 通해 1 W 가 ANT 에 공급되도록 설계하였는데 이것은 A 급 直線增幅器로 充分한 安全度를 얻기 위함이다.

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

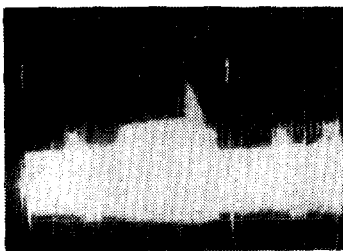
그림 6 a)의 波形은 受信 Channel 9. (186~192 MHz)의 非直線部分의 Sweep 波로 Marker 는 10 MHz 이며 Sweep 左부분이 平坦하게 진폭 제한을 받고 있다. 平坦한 部分의 Marker 는 190 MHz, c)는 非直線歪로 同期가 不安定한 상태의 TV 畫面을 보이고 있다. b)는 과대한 入力로 直線點을 벗어난 경우이며 d)는 이때의 中繼信號에 의한 畫面을 나타내고 있다.

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 없을때의 映像 및 同期波形



b) 畫面에 심한 장애를 주는 映像

그림 7. 映像信號波形

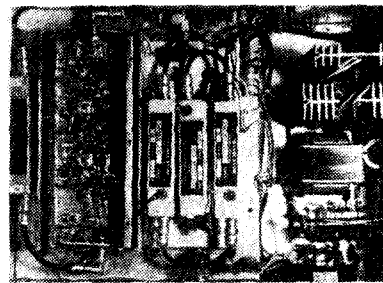
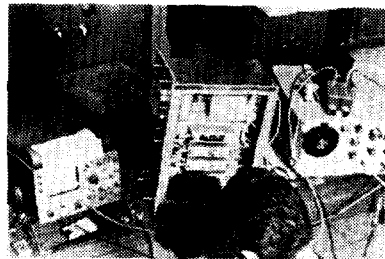


그림 8. 實驗裝置 및 제작품*

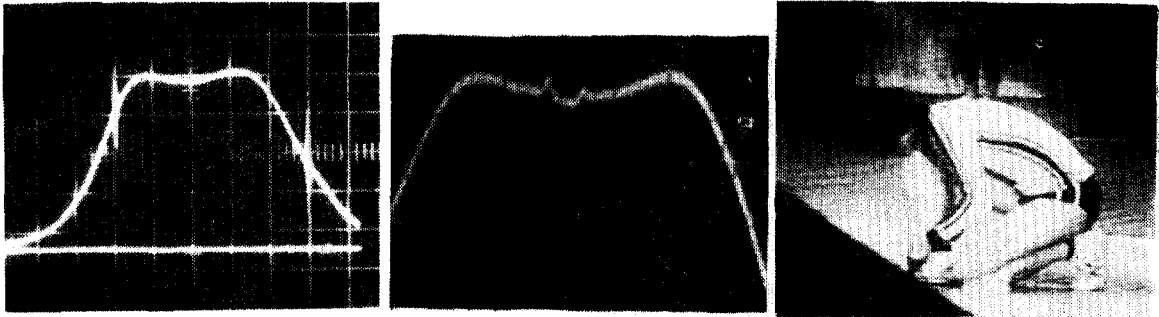
distortion 이 심한 非直線部 에서의 映像이다.

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, 국부 발진 周波數 선택에 따른 變換方法에 따라 나타나는 不要信號에 의한 장애를 測定한것이다.

a)는 국부발진 주파수가 IF보다 높은 경우의 Sweep 波形으로 畫質에 장애가 별로 나타나고 있지 않으나 b)는 Sweep 上部에 균일하지 못한 돌출부가 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 된것으로 受信帶域內에 들어 오기때문이다. 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 할수 없다.

이러한 現象은 Up Conversion 의 경우에도 Local osc 基本周波數 및 이 Harmonics 가 IF 및 output channel



a) up Conversion의 Sweep 波形 (b) down Conversion의 Sweep 波形 c) down Conversion의 TV 畫面

그림 9. Conversion 方法에 따른 Sweep 및 畫面

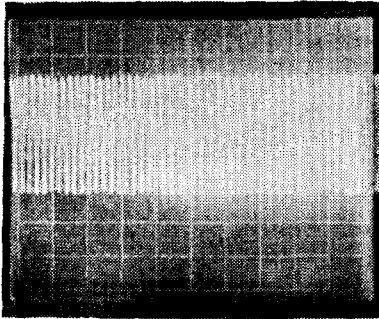
표-1. 국부발진 주파수=중간주파수+수신주파수인 경우 (IF: 44±3MHz)

CHANNEL NO	FREQUENCY BAND (MHz)	CENTER FREQUENCY (MHz)	LOCAL O.S.C FREQUENCY (MHz)	채배방법 및 국부발진 기본주파수					
				× 2	× 3	× 4	× 5	× 6	× 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...

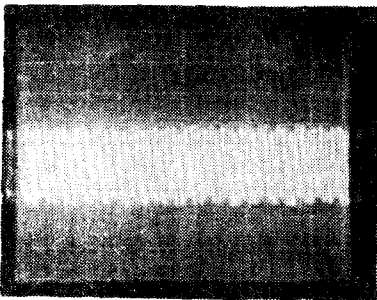
표-2. 국부발진 주파수=중간주파수-수신주파수인 경우 (IF: 44±3MHz)

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

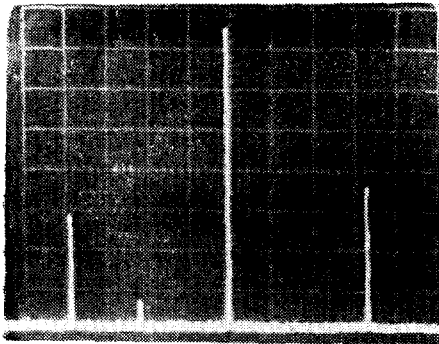
CHANNEL NO	FREQUENCY BAND (MHz)	CENTER FREQUENCY (MHz)	LOCAL O.S.C FREQUENCY (MHz)	채배방법 및 국부발진 기본주파수					
				× 2	× 3	× 4	× 5	× 6	× 9
2	54~60	57	13						
3	60~66	63	19						
4	66~72	69	25						
5	76~82	79	35						
6	82~88	85	41						
7	174~180	177	133	66.5	44.33...	32.25	26.6	22.16...	14.7 ...
8	180~186	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 주파수와 이 Spectrum.

의 周波數帶內에 포함되는 때에는 심한 장애를 나타내었다.

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 보여주고 있다.

7. 結 論

以上 TV 中繼 System의 증가되는 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의 方法에서 얻어진 複數信號에 對한 장애가 실제로 심각하게 영향을 주었으며 直線性を 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 특히 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 爲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 "Deviation 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 mareth 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 anlysis using Volterra series representation" Bell Syst, tech. J, 46, 5, p.991(1967)