プランビコン用前置増幅器の混成薄膜 IC 化

日本電気株式会社 牛 山 靖 一
NHK 総合技術研究所 坂 井 徹 男

筆者らは前に報告したように、パーシバル回路を併用し、初段に FET を使用した高 SN 比の前置増幅器を開発したが、信頼性の向上、小形化などの目的で、新たに 2 種の IC を設計開発し、その IC 化をはかった。この結果、MTBF は従来の約 150%，容積は約 50%，組立工数は約 55% にすることができ、所期の目的をはたせた。IC 化された前置増幅器の特性の概略は次のとおりである。SN 比 $\geq 46\text{dB}$ (信号電流 $0.22\mu\text{A}$ ，管容量 15pF ，帯域 4.5MHz)，二乗正弦波特性； $K < 1\%$ ($2T$ パルス)，温度特性； $-10 \sim +50^\circ\text{C}$ 内で上記性能を満たし，かつ $\pm 10^\circ\text{C}$ の温度変化に対して利得の変動 1% 以下。

1. ま え が き

筆者らがカラーカメラ (12PS 71 形) 用として設計した前置増幅器は，すでに報告した¹⁾ ようにパーシバル回路²⁾を併用した低入力インピーダンス形³⁾で，高 SN 比を有している点で好評を得ている。設計当初，信頼性の向上，小形化，組立工数の減少を目的として IC 化を考慮したが，既製の IC ではあまり有効でないことがわかった。すなわち，

① 実質的に高入力インピーダンスを有する IC が，カタログ製品にはなかった。これでは低周波特性を良好に保つために大容量の結合コンデンサが必要となり，小形化という目的に反する。また，温度特性も不安定になる可能性がある。

② ダイナミックレンジの大きいものがなかった。

筆者らはこのため 2 種の IC を開発した。そのひとつは直結 2 段帰還増幅回路 (品名 MC-4111) で，他のひとつは周波数特性補正増幅回路 (品名 MC-4112) である。

IC は機能をもつ部品であり，その実用化にはかなりの経費と努力を要する。したがって，その設計にあたってはシステム面から一貫した考えのもとに回路の標準化を行ない，さらにばらつきをも含めた回路の最適化を行なう必要がある。もちろんその際に量産性を考慮しなければならない。

以下に前置増幅器の IC 化を目的として行なった回路設計，IC の試作および評価，前置増幅器の試作および評価までの過程を述べる。なお，この報告はすでに一部報告されている⁴⁾⁵⁾。

2. 回路設計の一般的な問題

12 PS 71 形カメラ用前置増幅器の設計に際しては，将

表 1 IC の比較
Comparisons of various ICs.

	薄膜 (タンタル) 混成 IC	厚膜 (サーメット) 混成 IC	半導体 (モノリシック) IC
実現できる抵抗範囲	20 Ω ~50k Ω	100 Ω ~1M Ω	50 Ω ~30k Ω
抵抗値の許容誤差	$\pm 1\% \sim \pm 0.1\%$ ($\pm 5\%$ 位ならばコスト的にも見合う)	$\pm 5\% \sim \pm 10\%$ ($\pm 1\%$ は実現が困難)	$\pm 20\%$ (比率は $\pm 5\%$ 位まで押えられる)
能 動 素 子	ディスクリートの TR, IC, ダイオードを使用する	ディスクリートの TR, IC, ダイオードを使用する	npn-pnp の組合せの設計はむずかしい
模擬実験の再現性	良	良	不良
開 発 費 用	安 価	安 価	高 価
抵抗の温度係数 抵抗の周波数特性	200ppm/ $^\circ\text{C}$ 良	数100ppm/ $^\circ\text{C}$ 良	3,000ppm/ $^\circ\text{C}$ 寄生容量を伴う
容 量 の 実 現	外付部品によりかなりの自由度がある	外付部品によりかなりの自由度がある	100pF 以下 温度係数 300ppm/ $^\circ\text{C}$ 高周波特性が良くない
一般的な信頼性	良	やや悪い	良
外 形 寸 法	大	大	小

"Development of Hybrid IC Head Amplifier for Plumbicon Color Television Camera" By Yasuichi Ushiyama (Broadcasting Machinery Division, Nippon Electric Co. Ltd., Kawasaki) and Tetsuo Sakai (NHK Technical Research Laboratories, Tokyo)

図1 前置増幅器のIC化のフローチャート

Flow chart on development of IC head amplifier

来のIC化にそなえてなるべく少ない回路形式のブロックで構成した。今回はそれらのうちの2種を選んで薄膜IC化(正式には混成薄膜超小形構造というが、以下IC化と略記する)を行なった。この2種のICを用いれば増幅器全体の2/3(トランジスタの個数にして)が、IC化されることになる。薄膜ICを選んだ理由は表1に示すように、半導体ICより開発費が安価であること、また厚膜ICより信頼性が高いこと、パターン設計を含めた設計がやりやすく、開発期間も比較的短いなどである。

図1に前置増幅器のIC化のフローチャートを示す。直流解析での素子定数のばらつきに対する評価には、UPD法⁶⁾を用いた。ECAP(Electronic-Circuit-Analysis Program……IBMの応用プログラム)による評価は、MC-4111の交流定数の決定だけに用いた。

3. 直結2段帰還増幅回路(MC-4111)

これは前置増幅器の初段のFETの後を受けて増幅する段に用いる。設計の目標値と試作品の評価結果を表2に、回路図を図2に示す。なお歩留りは99%以上を目標にした。

3.1 回路接続の決定

主な決定要因は高利得でかつ増幅度が安定であること(この回路の利得は図2の R_L と R_{E1} の比でほとんど一義的にきまってしまう。したがって R_L に外付抵抗を並列接続することにより利得を変えることもできる)、入力抵抗が大きいこと、ダイナミックレンジが大きいこと、かなり良い温度補償ができることなどである。もとの回路は前の報告¹⁾に示したものであるが、IC化のために

表2 MC-4111の設計目標と試作品の評価結果
MC-4111 design target and the evaluation of test product.

項目	設計目標	試作品の評価結果
使用温度範囲	-20~+50°C	
使用電源電圧(V_{CC})	+12~+18V	
消費電流($V_{CC}=15V$)	4.5±1mA	4.6±0.4mA
電圧利得	31±1dB	31.4±0.4dB
DG(出力3V _{p-p}) DP($\frac{A}{P}$ 10~90%)	2% 2°	表4, 図8参照
周波数特性	0~8MHz ±0.5dB	0~8MHz +0/-0.3dB (注) $V_{CC}=15\pm3V$ に対して8MHzにおける振幅特性の変化は±0.2dB以下である
利得の温度変化	20°Cを基準として-20~+50°Cにおいて±0.1dB以内	-20~+60°Cにおいて利得の変化認められず
入力抵抗(低域) 出力抵抗(低域)	10kΩ以上 500Ω以下	10kΩ以上 約300Ω

図2 MC-4111の基本回路

MC-4111 basic circuit diagram

温度補償回路が多少異なっている。

3.2 直流解析と直流の定数決定

図2におけるエミッタ電流 I_1, I_2 を一定にすれば、ダイナミックレンジ、その他の特性の変化を小さくできるはずである。 I_1, I_2 は次式で与えられる。

$$I_1 = \frac{V_B R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2}) - V_{BE1} + V_{BE2} R_{E1} / R_{E2}}{R_B / H_1 + R_{E1} (1 + R_{L1} / R_{E2})} \quad (1)$$

$$I_2 = \frac{I_1 R_{L1} - V_{BE2}}{R_{E2}} \quad (2)$$

$$R_B = \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \quad (3)$$

ここに H_1 は TR_1 のエミッタ接地直流電流増幅率で後出の $\bar{H}_1$ と ΔH_1 はそれぞれその平均値と偏差を示す。抵抗のばらつきは2%程度と仮定すれば、UPD法の評価の二乗和の法則より、 I_2 のばらつきは H_1 のばらつきでほとんどきまることがわかる。 I_2 のばらつきの度合を δ_2 で表わすと、

$$\delta_2 = \left| \frac{\Delta I_2}{I_2} \right| = \frac{\Delta H_1}{\bar{H}} \cdot \frac{R_B / \bar{H}_1}{R_B / \bar{H}_1 + R_{E1}(1 + R_{L1}/R_{E2})} \cdot \frac{\bar{I}_1 \cdot R_{L1}}{\bar{I}_2 \cdot R_{E2}} \quad (4)$$

TR₁ は 2SC266, TR₂ は 2N4121 とし, それらの特性と目標値を考慮して $\bar{I}_1=0.5\text{mA}$, $\bar{I}_2=3\text{mA}$, $R_{L1}=2200\Omega$, $R_{E1}=51\Omega$, $R_{E2}=100\Omega$ としめ, $\Delta I_2=\pm 1\text{mA}$, $\delta_2=1/3$ となるように R_B を $15\text{k}\Omega$ にした.

(1)式で与えられる V_B はダイオード 2 個の順方向電圧で作られるが, この電圧はダイオードに流す電流 I_D にはあまり関係がなく, ダイオード 1 個当たり約 0.6V であることから, R_{B1} , R_{B2} , V_B は (1), (3) 式より求められる. I_2 の温度 T による微分は次式になる.

$$\frac{dI_2}{dT} = \frac{R_{L1}/R_{E1}}{R_B/H_1 + R_{E1}(1 + R_{L1}/R_{E2})} \cdot \left\{ \frac{I_1 R_B}{H_1^2} \cdot \frac{\partial H_1}{\partial T} - \frac{\partial(V_B - V_{BE1})}{\partial T} + \frac{R_B/H_1 + R_{E1}}{R_{L1}} \cdot \frac{\partial V_{BE2}}{\partial T} \right\} \quad (5)$$

(5)式の { } 内の第 3 項は小さいので無視すると, dI_2/dT を小さくするには, 第 1 項と第 2 項が打消し合うようにする必要がある. ところが第 2 項の $\partial(V_B - V_{BE1})/\partial T$ は, V_B をダイオード 2 本で発生させるとほぼ $\partial V_{BE1}/\partial T$ に等しくなり, 第 1 項と打消し合わなくなる. そのためここでは I_D を少し大きめにして $|\partial V_B/\partial T|$ が少くなるようにした.

これらのことを総合して図 3 の回路を得た. この回路定数で $\partial I_2/\partial T$ を求めると, $\partial \bar{H}_1/\bar{H}_1/\partial T=0.002 [1/^\circ\text{C}]$, $\partial V_B/\partial T=-1.8 \times 2 [\text{mV}/^\circ\text{C}]$, $\partial V_{BE1}/\partial T=-2.0 [\text{mV}/^\circ\text{C}]$, $\partial V_{BE2}/\partial T=-2.5 [\text{mV}/^\circ\text{C}]$ として, $\partial I_2/\partial T=-8.6 [\mu\text{A}/^\circ\text{C}]$, すなわち $\pm 35^\circ\text{C}$ の温度変化に対して $\pm 300\mu\text{A}$ となる.

なお, この回路定数は交流回路の解析も考慮して決められたものであるが, それについては次に述べる. また付録 1 に示すように, 上の定数と (1), (2) 式より素子のばらつきの影響を計算すると, R_{L1} の許容誤差は $\pm 2\%$ 以下が望ましく, 他の抵抗は $\pm 5\%$ の誤差でも歩留りにあまり影響がないことがわかる.

3.3 交流特性の解析

図 3 決定された MC-4111 の直流回路定数
MC-4111 DC circuit constants.

この回路の低周波における交流解析を次式に示す.
増幅度 A

$$A = A_2 \frac{R_L + (1 + A_2) R_{E1}/A_2}{1/g_{m1} + (1 + A_2) R_{E1}} \quad (6)$$

入力抵抗 r_i

$$r_i = h_{11}(1/g_{m1} + (1 + A_2) R_{E1}) // R_B \quad (7)$$

出力抵抗 r_o

$$r_o = \frac{R_{E1} + R_L(1 + g_{m1} R_{E1})}{1 + g_{m1} R_{E1}(1 + A_2)} \quad (8)$$

ここに

$$A_2 = \frac{R_{L1}}{1/g_{m2} + R_{E2} + R_{L1}/h_{22}} \quad (9)$$

また h_{11} , h_{22} , g_{m1} , g_{m2} は TR₁, TR₂ のそれぞれ低周波エミッタ接地電流増幅率および相互コンダクタンスである. 記号 // は並列抵抗の演算を意味する.

(6)式でわかるように, この回路の増幅度は A_2 が充分大きいとき R_L/R_{E1} で決定される. したがって, トランジスタのばらつきに対して安定である. r_i は h_{11} , A_2 が大きいときは R_B だけに依存するから, これもばらつきは少なく, 設計目標の $10\text{k}\Omega$ 以上にするのは楽である. r_o は g_{m1} に多少依存するが, ほぼ $2R_L/A_2$ 程度になる.

さて, ここでの問題は高周波特性であり, 特にトランジスタのばらつきによってどの程度ばらつくかを調べる必要がある. 従来このような帰還増幅器の特性の計算には, かなりの近似を用いる必要があった. 実際この回路の原形では, まず負帰還をかけないで 4MHz 以上の帯域がとれる設計を行っていた. ここではこれを ECAP によって解析した. ECAP についての詳細は付録 2 にゆずるが, その結果だけを図 4 ~ 図 6 に示す. これらの図には比較のため試作品の測定結果についても示してある.

①は TR₁, TR₂ とも C_{ob} が最大値をとった場合, ②は両方とも平均値をとった場合, ③は両方とも 1pF のとき. 斜線をひいたところは 20 個の試作品の分布を示す

図 4 エミッタの補正容量 C_{E2} がいない場合の周波数特性
Frequency response without emitter capacity.

図5 エミッタに補正容量 C_{E2} を入れた場合
Frequency response with emitter compensation capacity.

図6 入出力信号の位相差

Phase difference between input and output signals.

なお h_1, h_2 がおのおのの平均値をとった場合の、低周波での利得は 31.5dB, h_1, h_2 がばらついたときの利得の変化は $+0.15$ dB 程度であることもわかった。この結果から $C_{E2}=600$ pF とすれば、高域特性は良好になることがわかったので、その値にした。

3.4 模擬実験

通常の部品によって図3の回路を数個作り特性を測定した。測定方法については後述する。その結果の一部を表3に示すが、ほぼ仕様を満足していることがわかる。

なお、信号源インピーダンスとして約 500Ω, 出力の負荷として 10kΩ と 10pF の並列に接続されたものを仮定している。

3.5 薄膜 IC 化

IC 化するに当たってダイオードを 1S952 に変更したため、 R_{B2} を 18kΩ に変更した。パターン設計のうち主要な作業である薄膜抵抗の設計は、次のように行なった。

図7において①-②間の抵抗 R は次式で示される。

$$R = \frac{\rho}{t} \cdot \frac{l}{w} = R_0 \frac{l}{w} \quad (10)$$

薄膜抵抗では t は一定であるから、面抵抗 R_0 も固定さ

図7 薄膜抵抗の寸法

Dimensions of thin film resistance.

表3 MC-4111 の模擬実験の結果

MC-4111 the results of simulation tests.

温度 (T) (°C)	電源電圧 +12V					+15V					+18V					+20V				
	利得 (dB)	DG (%)	DP (°)	V_{C2} I_{C2} (V) (mA)		利得 (dB)	DG (%)	DP (°)	V_{C2} I_{C2} (V) (mA)		利得 (dB)	DG (%)	DP (°)	V_{C2} I_{C2} (V) (mA)		利得 (dB)	DG (%)	DP (°)	V_{C2} I_{C2} (V) (mA)	
	1 MHz	10 MHz	A P L	10 50% 90		1 MHz	10 MHz	A P L	10 50% 90		1 MHz	10 MHz	A P L	10 50% 90		1 MHz	10 MHz	A P L	10 50% 90	
-20	31.1	-0.3			6.7 3.0	31.2	0.0	0.5 以下 " "	1.5 1.0 0.5	7.7 3.4	31.2	0.3			9.2 4.1	31.3	0.5			10.7 4.8
0	31.1	0.0			6.8 3.0	31.1	0.1	0.5 以下 " "	1.0 0.5 0.5	7.8 3.5	31.2	0.3			9.3 4.1	31.3	0.4			10.8 4.8
25	31.0	-0.7 以内			6.6 2.9	31.1	-0.5 以内	0.5* 1.0 0.5 2.0 以下	2.0* 0.5 0.5 以下	7.5 3.3	31.2	-0.5 以内			8.9 4.0	31.3	0.5 以内			10.1 4.5
50	31.0	-0.3			6.3 2.8	31.1	-0.2	1.0* 2.0 2.5	2.0* 0.5 1.0	7.3 3.2	31.2	0.0			8.5 3.8	31.2				9.8 4.4

DG, DP は出力 3Vp-p (* のわく内は 4Vp-p) で測定した

れてしまう。したがって、このような抵抗体の値は、 l と w の比により決定されることがわかる。今回は $R_0 = 50 \Omega/\square$ に設定した。また図 10 の R_s は初めての試みとして、幅 $100 \mu\text{m}$ のパターンにより実現した。

写真 1 MC-4111 のパターン
MC-4111 pattern.

写真 2 MC-4112 のパターン
MC-4112 pattern.

ϕ を単位面積当り消費される電力とすれば、 ϕ を与えることにより l, w は次に示すように一義的にきまってしまう。

すなわち、

$$\phi = \frac{P}{S} = \frac{E^2/R}{l \cdot w} \quad (11)$$

ここに P は抵抗体で消費される電力、 E はその両端にかかる電圧とすれば (10), (11) 式より次式を得る。

$$w = \frac{E}{R} \sqrt{\frac{R_0}{\phi}}, \quad l = E \frac{1}{\sqrt{R_0 \phi}} \quad (12)$$

現在タンタルを用いた薄膜 IC では ϕ は 15 mW/mm^2 (max) としている。今回はこの値に 60% のディレイティングをかけて設計を行なった。MC-4111, MC-4112 のパターンをそれぞれ写真 1, 写真 2 に示す。

表 4 常温での MC-4111 の DG
DG of MC-4111 at room temperature.

V_{CC}	12 V	15 V	18 V
出力			
3 Vp-p	2%	2%	1%以下
4 Vp-p	4%	2%	2%
6 Vp-p	6%	4%	3%

図 8 MC-4111 (試作品) の DG の温度特性の例
An example of DG's temperature characteristic of MC-4111.

図 9 IC の特性測定回路
IC characteristics measurement circuit.

(注) R_4, R_5, R_6 は $\pm 1\%$, その他は 5% の偏差

図 10 MC-4111 の回路図

Schematic diagram of MC-4111.

TOP VIEW 高さ $t=10$

BOTTOM VIEW

図 11 MC-4111 の外形寸法
Size of MC-4111.

表 5 MC-4112 の設計目標と試作品の評価
MC-4112 design targets and the evaluation of test product.

	設計目標	試作品の測定結果
使用温度範囲	$-20 \sim +50^\circ\text{C}$	
使用電源電圧 (V_{CC})	$+12 \sim +18\text{V}$	
消費電流 ($V_{CC}=15\text{V}$)	$6 \pm 1.2\text{mA}$	$6.75 \pm 0.35\text{mA}$
電圧利得	6dB 以上	$8.8 \pm 0.2\text{dB}$
DG 出力 2Vp-p APL 10~90%	2%以下	表 7, 図 13 参照
周波数特性	$0 \sim 6\text{MHz}$ -2dB 以内	6MHz にて $-1.3 \sim -1.6\text{dB}$ $V_{CC}=15 \pm 3\text{V}$ にて 6MHz における振幅特性は, $\pm 0.1\text{dB}$ 以下
利得の温度特性		$-20 \sim +60^\circ\text{C}$ においてほとんど認められない
入力抵抗 (低周波)	$10\text{k}\Omega$ 以上

(注) 抵抗の偏差はいずれも $\pm 5\%$

図 12 MC-4112 の回路図

Schematic diagram of MC-4112.

3.6 試作品の評価

試作品 (V-5081) を 20 個製作し, その特性を測定した。その結果の一部を表 2, 表 4 および図 4, 図 5, 図 8 に示す。測定は図 9 の回路で行なった。この結果, 補正容量は 470 pF 固定で良いことがわかった。最終回路図を図 10 に, 外形寸法を図 11 に示す。

4. 周波数特性補正増幅回路 (MC-4112)

前置増幅器でパーシバル回路を併用するとき, エミッタ補正回路 4 段で補正する必要があるが, この補正回路を 2 段ずつにわけて構成したのがこの IC である。目標値は表 5 に示すが, 利得が 6dB 程度であることと出力電圧が 2 Vp-p であることを除いて, MC-4111 とほぼ同じである。

4.1 回路接続

これも MC-4111 と同様に前の報告に基づいている。すなわちエミッタ補正回路はその入力インピーダンスに

影響をおよぼすので, エミッタフォロワの後にエミッタ接地回路を 2 段接続し, そこに L, C, R を外付けして任意の周波数補正を行なえるようにしてある。また, この IC が 2 段直結できるように温度補償用ダイオードを 3 個入力側に付加し, 2 段連続するときはダイオードを 1 個短絡し, 負荷抵抗は 500Ω として用いる。この回路を図 12 に示す。

4.2 直流定数の決定

I_1, I_2, I_3 をそれぞれ TR_1, TR_2, TR_3 のエミッタ電流とする。 I_2, I_3 を一定にするように温度補償を行なった。 $I_1=1\text{mA}, I_2=I_3=2\text{mA}$ に定め, $\delta_3=|\Delta I_3/I_3|$ を 0.2 と設定した。 δ_3 を UPD 法によって評価すると, やはり初段のエミッタ電圧のばらつきによって決定され, R_5 は MC-4111 と同様にあまり大きくできないが, 図 12 の回路で目標値が得られる。

4.3 模擬実験

温度に対するエミッタ電流と利得の変化を表 6 に示

表 6 MC-4112 の模擬実験の結果
MC-4112 the results of simulation test.

電源電圧 温度 (°C)	12V		15V		18V	
	利得 (dB)	I_s (mA)	利得 (dB)	I_s (mA)	利得 (dB)	I_s (mA)
-10	8.2	1.35	8.2	1.67	8.4	2.02
10	8.2	1.32	8.3	1.64	8.4	1.98
30	8.4	1.22	8.5	1.55	8.6	1.85
50	8.4	1.28	8.5	1.59	8.6	1.94

表 7 常温での MC-4112 (試作品) の DG ($V_{cc}=15V$)
DG of MC-4112 at room temperature.

出力	10%	50%	90%
1Vp-p	1%以下	1%	2%
1.5Vp-p	1% "	2%	3%
2.0Vp-p	1%	3%	6%

図 13 MC-4112 (試作品) の DG の温度特性の例
An example of DG's temperature characteristics of MC-4112.

す。周波数特性は 6MHz で約 -2dB となるが、補正用の容量が実際には付加されるのでまったく問題にならない。

4.4 試作品の評価

試作品 (V-5082) を 20 個製作し、その評価を行なった。その結果の一部を表 5、表 7 および図 13 に示す。なお特性の測定は MC-4111 の場合と同様に行なった。外形寸法は図 11 に同じである。

さて、以上の結果から 2 種の IC とほぼ設計目標を満足していることがわかるが、DG に関しては目標値より若干悪い試作品があった。MC-4111 では重畳波周波数 0.8MHz に対しては良いが、3.6MHz に関して悪いものがあつた。これは C_{ob} の V_{CB} 依存性によるものと思われる。また MC-4111 の場合は、初段のエミッタフォロワでのバイアス電流の設定がやや足りなかったものと思われる。前置増幅器に使用する限り、その信号レベルからまったく問題はないが、汎用性を考えた場合、若干の設計変更が必要と思われる。

5. 前置増幅器の IC 化

5.1 IC 化前置増幅器の設計

これらの IC を前置増幅器に使用した例を図 14 に示す。入力段の L_1 と撮像管側容量および増幅器の入力容量でパシバル回路を構成している。共振周波数は S

図 14 IC 化前置増幅器回路図
Schematic diagram of the IC-lized head amplifier.

比およびクロスカラーノイズの点から約 3.8MHz に設定した。また、初段には、FET を 2 個並列に用いて figure of merit を上げている。この入力段の入力インピーダンスは 3~5k Ω であるため、100k Ω 程度の抵抗を通して各種の試験信号を容易に入れることができる。さらに入力回路の時定数が小さいことから、温度、湿度、プランピコン管の交換などによる撮像管側容量の変化に対しても低域特性の変化が少ないため、ストリーキングなどに関しても安定である。

IC-2 による 2 段目の回路がパーシバル回路の逆補正回路で IC-3 による 3 段目の回路で初段の入力容量および FET の負荷容量の補正を行なっている。なお、パーシバル回路の併用によって生ずる高域の不要の雑音を取り去るために、出力回路に低域通過フィルター（位相特性の良い 6.5MHz 帯域のボーズ形フィルターを使用した。これは文献 3）に示したものを等価変換したもので図 14 に回路を示す）を入れる必要がある。

パーシバル回路を併用しない場合は、初段部および 3 段部のみで構成される。

写真 3 に IC 化前置増幅器の外観を、写真 4~写真 6 に常温での特性の一部を示す。

5.2 試作器の性能の概略

SN 比：46~48dB

写真 3 IC 化前置増幅器

(注) V-5081 は MC-4111 の、V-5082 は MC-4112 のそれぞれ試作品である

Inside view of the IC head amplifier.

写真 4 IC 化前置増幅器の周波数特性 (Marker: 2, 4, 6MHz)

Frequency response of the IC head amplifier.

写真 5 250 kHz 矩形波特性

Pulse response for 250 kHz square wave.

写真 6 15 kHz 矩形波特性

Pulse response for 15 kHz square wave.

ただし、入力信号電流 $I_s=0.22\mu\text{A-p}$

撮像管側容量 $C_T=15\text{pF}$

帯域幅 $B=4.5\text{MHz}$

周波数特性: 20Hz~6MHz $\pm 0.5\text{dB}$

二乗正弦波特性: $2T$ パルスにて

$K_A, K_B, K_P \leq 1\%$

最大電流利得: $92 \pm 0.5\text{dB}$

($0.22\mu\text{A-p}$ の入力に対して最大利得状態で出力 0.66Vp-p (75 Ω))

温度特性: $-10\sim+50^\circ\text{C}$ の範囲内で上記性能を満たし $\pm 10^\circ\text{C}$ の温度変化による利得の変動は $\pm 1\%$ 以下

5.3 信頼性の向上

表 8 に示すように、素子の数を従来の約半分にすることができた。試作した IC の故障率を 0.2×10^{-6} (1/時間) と仮定すると、MTBF は従来の約 1.5 倍向上する

表 8 素子の数
Number of elements.

素 子	従来の H. A	IC 化 H. A
I C	0	3
F E T, トランジスタ	12	4
ダイオード	11	4
L C R 類	75	40
可変の L C R	10	6
計	108	57

ことが期待できる⁷⁾。なお今後、フィールドデータにて確認する必要がある。

5.4 小形化

12 PS 71 形カメラの前置増幅器では、外形寸法が、縦×横×高さ=150×70×32 (mm) であったのに対して、試作品では 100×70×20 (mm) で、従来の約 40%、製品化に際しては実装方法の問題で、106×74×22 (mm) となり、従来の約 50% にすることができた。

5.5 組立工数の減少

従来 1 台当りの組立に約 20 時間かかっていたが、11 時間余りで組立が完了するようになった。また、小形化の意味も含めて従来 10 個あった半固定調整器を、ばらつきの分布から合理的に固定化し、6 個におさえた。この結果、調整も容易になった。

5.6 テスト信号入力

10 MΩ を通してテスト信号は 4 MHz ± 0.5 dB の特性で挿入でき、現場での特性点検に便利である。

6. む す び

以上、IC の回路設計、実装設計、プリアンプの IC 化という一連の経過を述べたわけであるが、所期の目的を完全にはたすことができた。また、今回設計に使用した UPD 法、CAD の一手法としての ECAP の使用は、若干の欠点はあるとしても、われわれが機器を設計する際に非常に有効であることがわかった。

参考までに、計算機の使用料についてふれておくと、IBM-7090 の使用料は 5000 円/min である。この場合では、プログラムの読込みに約 60 sec 要し、1 ケースの計算処理時間が約 13 sec である。

おわりに、本業務の機会を与えて下さった、日本電気(株)放送機(事) 勝田事業部長(代)、加納部長(代)、および IC の試作に際しいろいろ助言を与えて下さった集積回路(事) 中村課長に感謝する。また、発表の機会を与えられた NHK 総合技研電子管研究部 二宮部長、ECAP の使用に際し便宜を与えられた開発部 和久井副部長、模擬実験に協力されたテレビ研究部 池田幸三郎氏に謝意を表する。

(昭和 45 年 1 月 30 日受付)

〔参 考 文 献〕

- 1) 坂井, 池田, 牛山: プランビコン用前置増幅器の設計の概略, テレビ学会方式回路委, 5-3 (1968.3) または テレビ誌, 23, 12 (1969) 946-955
- 2) James: Fluctuation Noise in Television Camera Head Amplifiers, Proc. IEE, 99, 4 (1952) 796-803
- 3) 坂井: ビジコンカメラ用低入力インピーダンス低雑音増幅器, テレビ誌, 22, 9 (1968) 24-32
- 4) 坂井, 池田, 牛山: 映像増幅用混成薄膜回路の設計, 昭44年電気四学会連大予, 2237
- 5) 牛山, 坂井: 映像増幅用混成薄膜回路の試作評価およびプリアン

プの IC 化, 昭44年電気四学会連大予, 2238

- 6) たとえば藤村, 和久井: トランジスタ映像機器, 日本放送出版協会 (1965) 106
- 7) 江沢: 信頼度予測(その1), NHK, CCS, WG-II レポート, 006 (1967.2) または, NHK技術研究, 22, 1 (1970) 12-43

< 付 録 >

(1) 素子のばらつきの影響

(1), (2) 式より

$$\frac{dI_2}{dI_1} = \frac{R_{L1}}{R_{E2}}$$

となる。ここに、

$$L = V_B - V_{BE1} + \frac{R_{E1} V_{BE2}}{R_{E2}}$$

$$K = \frac{R_B}{H_1} + R_{E1} \left(1 + \frac{R_{L1}}{R_{E2}} \right)$$

とおけば、

(1) V_B

$$\frac{dI_2}{I_2} = \frac{dV_B}{V_B} \cdot \frac{V_B R_{L1}}{I_2 R_{E2}} \cdot \frac{1}{K} \doteq 4 \frac{dV_B}{V_B}$$

(2) R_B

$$\frac{dI_2}{I_2} = \frac{dR_B}{R_B} \cdot \frac{I_1 R_{L1}}{I_2 R_{E2}} \cdot \frac{R_B/H_1}{K} \doteq -0.6 \frac{dR_B}{R_B}$$

(3) R_{L1}

$$\frac{dI_2}{I_2} = \frac{dR_{L1}}{R_{L1}} \cdot \frac{I_1 R_{L1}}{I_2 R_{E2}} \cdot \frac{R_{L1}}{R_{E2}} \cdot \frac{-R_{E1}}{K} \doteq -2.6 \frac{dR_{L1}}{R_{L1}}$$

(4) R_{E1}

$$\begin{aligned} \frac{dI_2}{I_2} &= \frac{dR_{E1}}{R_{E1}} \cdot \frac{R_{L1}}{R_{E2}} \cdot \frac{V_{BE2} K - L \left(1 + \frac{R_{L1}}{R_{E2}} \right)}{K^2} \\ &\doteq -0.88 \frac{dR_{E1}}{R_{E1}} \end{aligned}$$

(5) R_{E2}

$$\begin{aligned} \frac{dI_2}{I_2} &= \frac{dR_{E2}}{R_{E2}} \cdot \frac{R_{L1}}{I_2} \cdot \frac{R_{E1} \cdot V_{BE2} (K - L) R_{E1} \cdot R_{L1}}{-R_{E2}^2 K^2} \\ &\doteq 1.52 \frac{dR_{E2}}{R_{E2}} \end{aligned}$$

(2) 交流等価回路の解析に使用した ECAP のプログラミング

本解析に使用した ECAP のプログラミングの一部

○内の数字は節番号。ただし、信号源インピーダンスを 1kΩ, 次段の負荷を 10kΩ の抵抗と 10pF の容量が並列接続されたものと仮定している。

付・図 1 図 3 の交流等価回路
AC equivalent circuit for Fig. 3.

C FREQUENCY CHARACTERISTIC OF 2
STAGE FEEDBACK AMPLIFIERS

C ECAP OPUS-1 CODED BY T. SASAKI,
DATE AUG. 1967

C IBM 7090/ECAP
AC ANALYSIS

C

B1 $N(0, 1)$, $R=1000$, $E=1.0/0$

B2 $N(1, 2)$, $R=3500$

B3 $N(1, 2)$, $C=10E-12$

B4 $N(0, 2)$, $R=51$

B5 $N(1, 3)$, $C=1.6E-12$

B6 $N(3, 2)$, $R=100E3$

B7 $N(3, 0)$, $R=2200$

B8 $N(3, 4)$, $R=900$

B9 $N(3, 4)$, $C=5E-12$

B10 $N(4, 0)$, $R=100$

B11 $N(4, 0)$, $C=300E-12$

B12 $N(3, 5)$, $C=2.2E-12$

B13 $N(5, 4)$, $R=15E3$

B14 $N(5, 2)$, $R=2200$

B15 $N(5, 0)$, $C=10E-12$

B16 $N(5, 0)$, $R=10E3$

T1 $B(2, 6)$, $BETA=70$

T2 $B(8, 13)$, $BETA=100$

FREQUENCY=1E3

PRINT, VOLTAGE

MODIFY

FREQUENCY=1E5(1.211)2E7

EXECUTE