

UHF 用ニュービスタの 4 端子アドミタンス測定 および動作特性の検討

Measurements of the Four Terminal Admittance of Nuvistors
for Amplifiers in the UHF Spectrum and Considerations of
Those Driving Characteristics

有 賀 修*
Osamu Ariga

内 容 梗 概

グリッド接地形 UHF 帯増幅用 3 極ニュービスタとしては、日立で開発した H 1065, H 1133 および RCA が開発した 8058 がある。この 3 品種について、300 Mc~1,500 Mc 帯における 4 端子アドミタンスを測定し、その差を明らかにするとともに、動作上問題となる諸性質につき検討を加えた結果、つぎの事柄が明らかとなった。

- 1. H 1065 は、 C_{p-k} を除く電極容量が、他の 2 品種に比べ大きい。電極回路インダクタンス ($L_g \cdot L_p$) が若干小さいので、動特性では、RCA 8058 とほぼ同等の性能をもつものと思われる。
- 2. H 1133 は、電極のかたよりがなければ、電極間容量、電極回路インダクタンス ($L_g \cdot L_p$) が H 1065 と RCA 8058 との間の大きさであることから、動特性では、RCA 8058 と同等の性能をもつものと思われる。

1. 緒 言

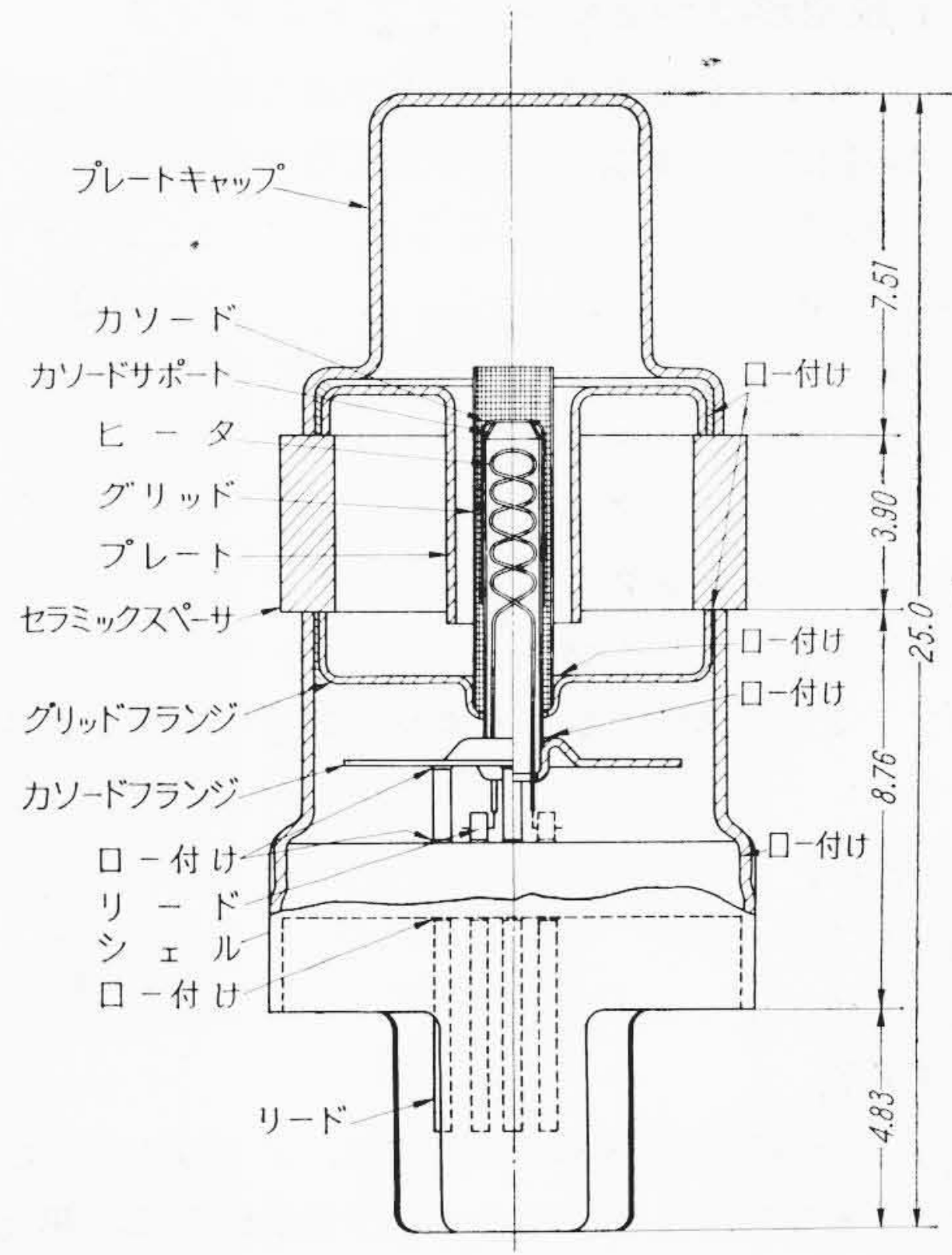
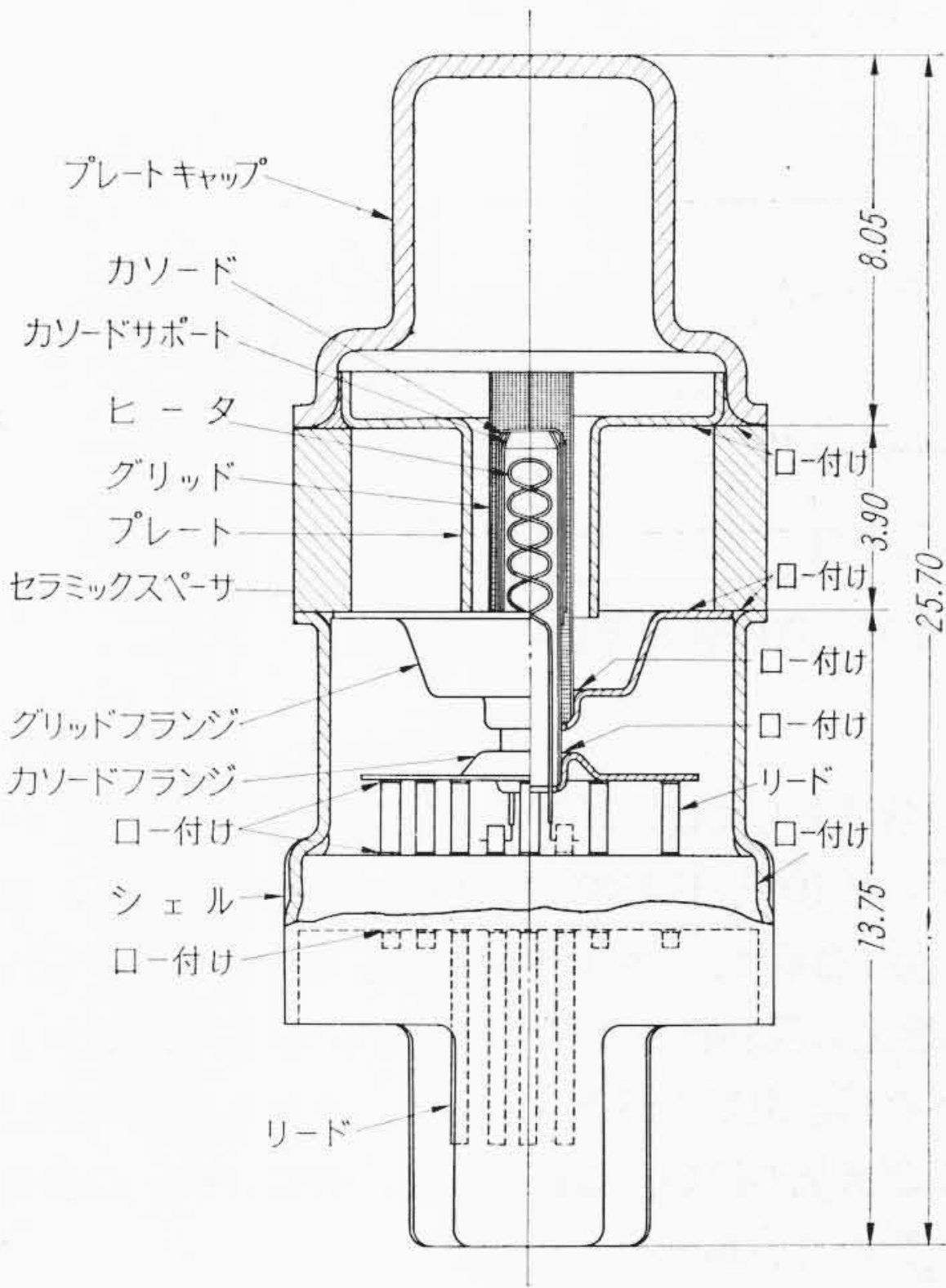
日立 H 1065, H 1133 および RCA 8058 は、ともに、1,000 Mc において、電力利得 10 dB、帯域幅 10~12 Mc、雑音指数 8~11 dB を標準値とするグリッド接地形 3 極ニュービスタで、動作電圧・静特性値 (容量を除く) は、ともに同じである。構造上、グリッド端子、陽極端子の内部電極からの引き出し方が異なるので、UHF 帯で動作させた場合、若干の差が現われるものと思われる。上述の 3 品種につき、300~1,500 Mc 帯での 4 端子アドミタンスを測定し、その差を明らかにするとともに、電極回路インダクタンス (L_k, L_g, L_p) の 4 端子アドミタンスに及ぼす影響、および、電力利得、帯域幅、雑音指数などの値につき、理論的計算を行ない、動特性上の差異につき検討を加えた。

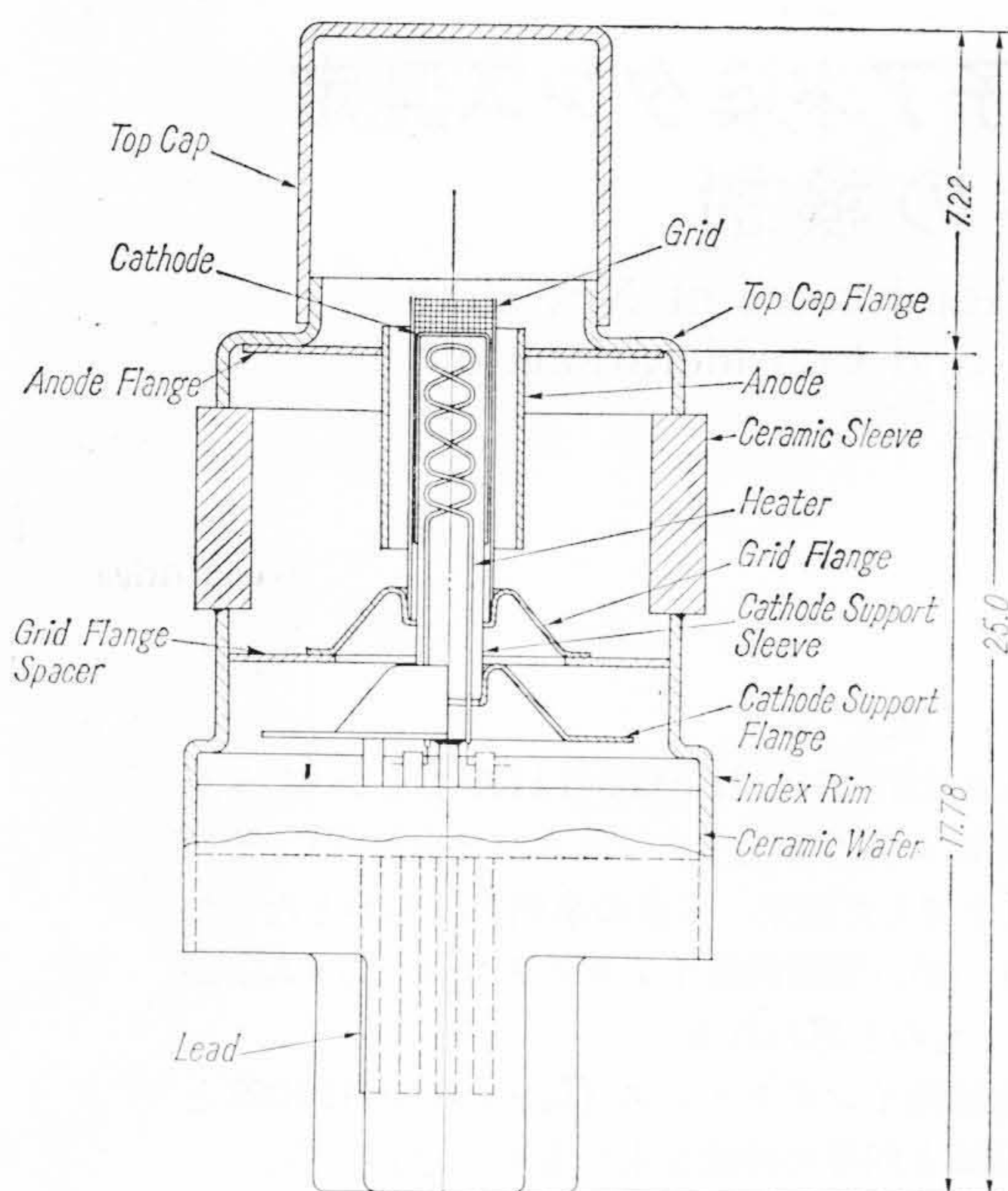
2. 各種ニュービスタの構造上の特長

H 1065, H 1133 および RCA 8058 の構造を示す断面図を、それぞれ、第 1, 2 図および第 3 図に示す。これらの構造上の特長と、その効果についてまとめると、次のとおりである。

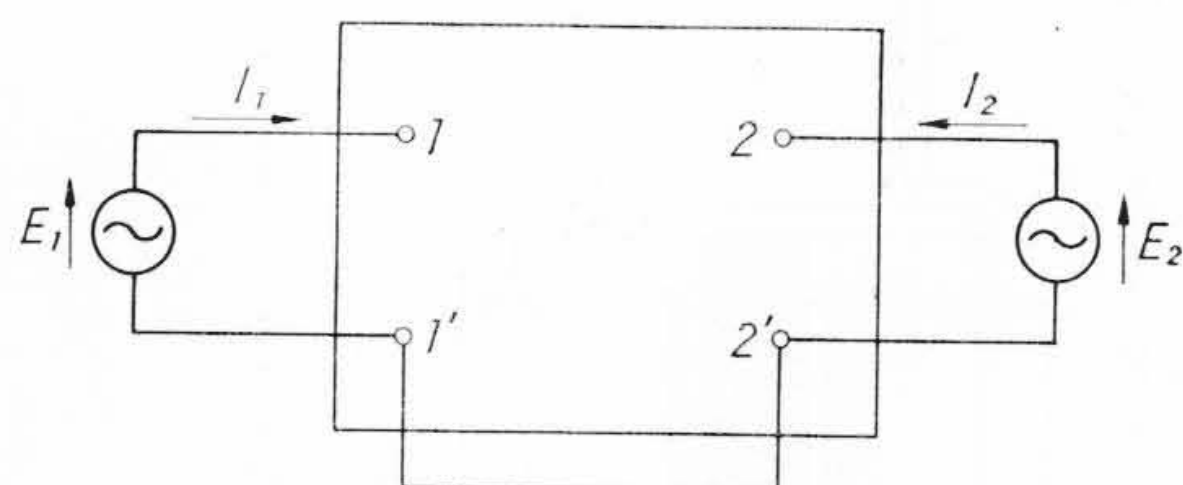
品 種 名	構 造 上 の 特 長
H 1065	イ. **top cap と top cap flange が一体である。 ロ. anode と anode flange が一体である。 ハ. grid flange と grid flange spacer が一体である。 ニ. 陽極とグリッドフランジの平行面間の距離が小さい。
H 1133	イ.~ハ. は、H 1065 に同じ。 ニ. 陽極とグリッドフランジの平行面間の距離が H 1065 よりも大きい。
8058	イ. top cap と top cap flange が、別々である。 ロ. anode と anode flange が、別々である。 ハ. grid flange と grid flange spacer が別々である。 ニ. top cap flange と grid flange spacer との間隔は、H 1133 と同程度で大きい。

* 日立製作所茂原工場
** 電極の名称は、第 3 図 8058 断面図を参照。





第3図 8058 断面図



第4図 真空管の等価4端子回路

したがって、その効果としては、H 1065 の電極間容量 (C_{pg}) が他に比べ大きいこと。H 1065, H 1133 は、RCA 8058 に比べて、部品数が少なく、構造が簡単で、製作が容易であることがあげられる。UHF 帯動作特性上に現われる差異の原因としては、陽極およびグリッドの外部への引き出し方が違うための、それら電極の自己インダクタンスおよび抵抗の違い、電極間容量、特に、 C_{pg} の差異による動作上限周波数の違いが予想される。

3. グリッド接地形3極管の4端子アドミタンス

微小信号によって動作する真空管の入力および出力に現われる電圧電流の関係は、第4図に示す4端子回路として取り扱ふと、

$$I_1 = E_1 Y_{11} + E_2 Y_{21} \quad (1)$$

$$I_2 = E_1 Y_{12} + E_2 Y_{22} \quad (2)$$

と表わすことができる。

ここに、 Y_{11} : 短絡入力アドミタンス

Y_{21} : フィードバックアドミタンス

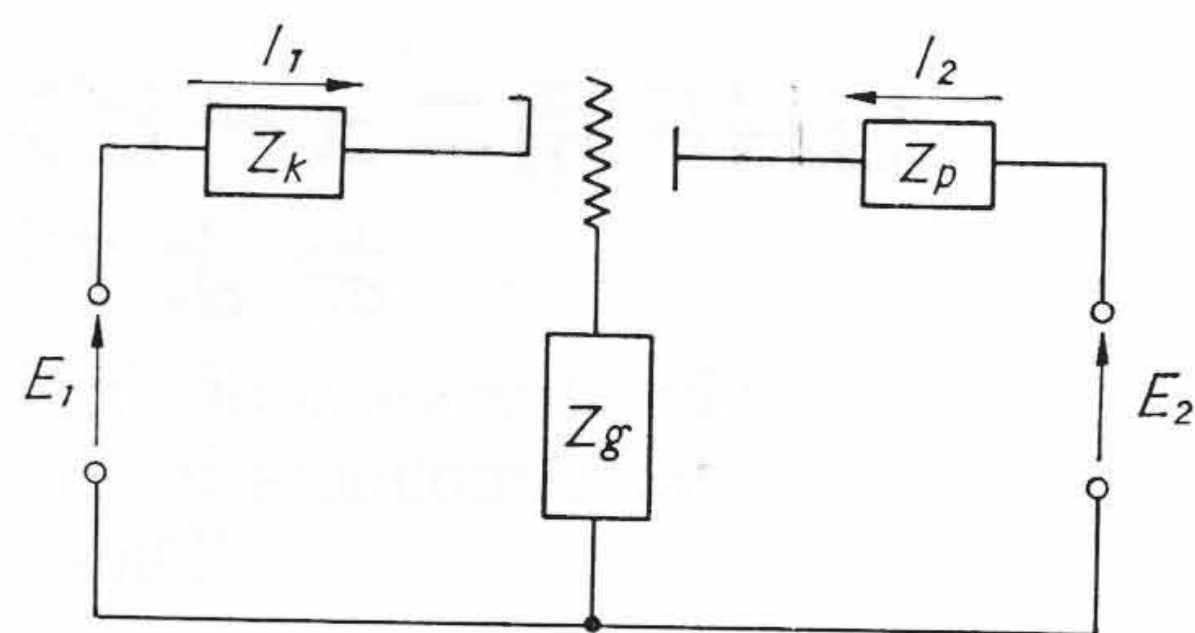
Y_{12} : 相互アドミタンス

Y_{22} : 短絡出力アドミタンス

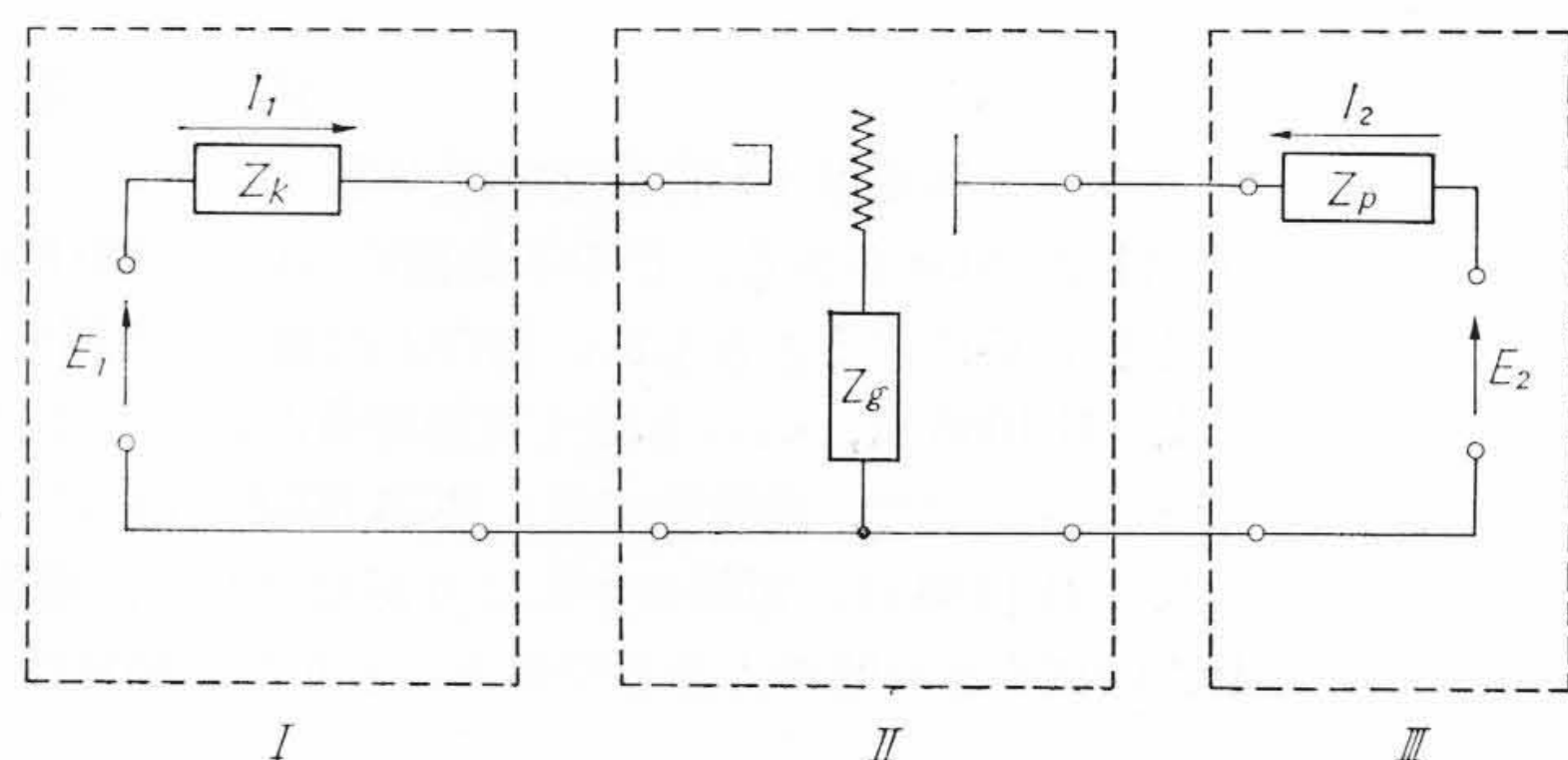
である。これらのアドミタンスをコンダクタンス分とサセプタンス分とに分けて示すと、

$$\left. \begin{aligned} Y_{11} &= G_{11} + j B_{11} \\ Y_{21} &= G_{21} + j B_{21} \\ Y_{12} &= G_{12} + j B_{12} \\ Y_{22} &= G_{22} + j B_{22} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

と表わせる。グリッド接地形3極管の場合、陰極、グリッドおよび陽極間の相互誘導効果を無視すると、その4端子等価回路は、第5



第5図 グリッド接地形3極管の4端子等価回路



第6図 縦続接続とみた4端子等価回路

図のように表わすことができる。

ここに、 Z_k : 陰極回路インピーダンス

Z_g : グリッド回路インピーダンス

Z_p : 陽極回路インピーダンス

で、それぞれ抵抗分とインダクタンス分を持っている。ところで、この4端子等価回路は、第6図に示すように3個の4端子等価回路の縦続接続とみることができる。今、4端子回路 I, II, III の4端子定数パラメータを $(F)_1, (F)_2, (F)_3$ とすると、これらを縦続接続した4端子等価回路の4端子定数パラメータ (F) は、

$$(F) = (F)_1 \cdot (F)_2 \cdot (F)_3 \quad (5)$$

である。回路IIの4端子アドミタンスパラメータを

$$(Y)_2 = \begin{bmatrix} Y_{11}' & Y_{21}' \\ Y_{12}' & Y_{22}' \end{bmatrix} \quad (6)$$

とすると、パラメータ変換により、

$$(F)_2 = \begin{bmatrix} -\frac{Y_{22}'}{Y_{12}'} & -\frac{1}{Y_{12}'} \\ -\frac{|Y'|}{Y_{12}'} & -\frac{Y_{11}'}{Y_{12}'} \end{bmatrix} \quad (7)$$

ここに、 $|Y'| = Y_{11}' Y_{22}' - Y_{21}' Y_{12}'$

したがって、(5), (7)式から

$$(F) = \begin{bmatrix} 1 & Z_k \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{Y_{22}'}{Y_{12}'} & -\frac{1}{Y_{12}'} \\ -\frac{|Y'|}{Y_{12}'} & -\frac{Y_{11}'}{Y_{12}'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & Z_p \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} -\frac{1}{Y_{12}'} \{ Y_{22}' + |Y'| \cdot Z_k \} & -\frac{1}{Y_{12}'} \{ 1 + Y_{11}' \cdot Z_k + Y_{22}' \cdot Z_p + |Y'| Z_k Z_p \} \\ -\frac{|Y'|}{Y_{12}'} & -\frac{1}{Y_{12}'} \{ Y_{11}' + |Y'| \cdot Z_p \} \end{bmatrix}$$

これを4端子アドミタンスパラメータに変換すると、

$$(Y) = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{21} \\ Y_{12} & Y_{22} \end{bmatrix}$$

ここに、

$$Y_{11} = \frac{Y_{11}' + |Y'| Z_p}{1 + Y_{11}' \cdot Z_k + Y_{22}' \cdot Z_p + |Y'| Z_k Z_p}$$

$$Y_{22} = \frac{Y_{22}' + |Y'| Z_k}{1 + Y_{11}' \cdot Z_k + Y_{22}' \cdot Z_p + |Y'| \cdot Z_k Z_p}$$

$$Y_{21} = \frac{(Y_{11}' + |Y'| \cdot Z_p)(Y_{22}' + |Y'| Z_k)}{Y_{12}'(1 + Y_{11}' \cdot Z_k + Y_{22}' \cdot Z_p + |Y'| Z_k Z_p)} - \frac{|Y'|}{Y_{12}'}$$

$$Y_{12} = \frac{Y_{12}'}{1 + Y_{11}' \cdot Z_k + Y_{22}' \cdot Z_p + |Y'| Z_k \cdot Z_p}$$

グリッド接地形3極管の場合、

$$Y_{21}' \cdot Y_{12}' \ll Y_{11}' \cdot Y_{22}'$$

であるので、

$$|Y'| = Y_{11}' \cdot Y_{22}'$$

と近似することができる。したがって、

$$Y_{11} = \frac{Y_{11}'}{1 + Y_{11}' \cdot Z_k} \quad Y_{22} = \frac{Y_{22}'}{1 + Y_{22}' \cdot Z_p}$$

$$Y_{21} = 0 \quad Y_{12} = \frac{Y_{12}'}{(1 + Y_{11}' \cdot Z_k)(1 + Y_{22}' \cdot Z_p)}$$

通常、 $Y_{11}' \cdot Z_k \ll 1$, $Y_{22}' \cdot Z_p \ll 1$ であるから、結局

$$\left. \begin{aligned} Y_{11} &= Y_{11}'(1 - Y_{11}' \cdot Z_k) \\ Y_{22} &= Y_{22}'(1 - Y_{22}' \cdot Z_p) \\ Y_{21} &= 0 \\ Y_{12} &= Y_{12}'(1 - Y_{11}' \cdot Z_k - Y_{22}' \cdot Z_p) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (8)$$

である。一方、回路IIの4端子アドミタンスパラメータは、以下のよう求められる⁽¹⁾。

$$\left. \begin{aligned} G_{11}' &= g_1 + r_g[(\omega c_1 + b_t)(\omega c_1 - b_1) - g_1 g_t] \\ &\quad + \omega L_g[g_1(\omega c_1 + b_t) + g_t(\omega c_1 - b_1)] \\ B_{11}' &= \omega(c_1 + c_3) - b_1 - r_g[(\omega c_1 + b_t)g_1 + (\omega c_1 - b_1)g_t] \\ &\quad + \omega L_g[(\omega c_1 + b_t)(\omega c_1 - b_1) - g_1 g_t] \\ G_{22}' &= \frac{g_{12}}{\mu} + g_2 + r_g \omega c_2(\omega c_2 + b_{12}) - \omega^2 L_g c_2 g_{12} \\ B_{22}' &= \omega(c_2 + c_3) - \frac{b_{12}}{\mu} + b_2 + r_g \omega c_2 g_{12} \\ &\quad + \omega^2 L_g c_2(\omega c_2 + b_{12}) \\ G_{12}' &= -g_{12} + r_g[(\omega c_1 + b_t)(\omega c_2 + b_{12}) + g_{12} g_t] \\ B_{12}' &= -\omega c_3 + b_{12} - r_g[(\omega c_2 + b_{12})g_t - g_{12}(\omega c_1 + b_t)] \\ &\quad + \omega L_g[(\omega c_1 + b_t)(\omega c_2 + b_{12}) + g_{12} g_t] \\ G_{21}' &= -\frac{g_1}{\mu} + r_g \omega c_2(\omega c_1 - b_1) + \omega^2 L_g c_2 g_1 \\ B_{21}' &= -\omega c_3 + \frac{b_1}{\mu} + r_g \omega c_2 g_1 + \omega^2 L_g c_2(\omega c_1 - b_1) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (9)$$

ここに、

$$Y_{11}' = G_{11}' + j B_{11}', \quad Y_{22}' = G_{22}' + j B_{22}'$$

$$Y_{12}' = G_{12}' + j B_{12}', \quad Y_{21}' = G_{21}' + j B_{21}'$$

$$Z_g = r_g + j \omega L_g$$

$y_1 = g_1 - j b_1$ 入力電子アドミタンス

$y_{12} = g_{12} - j b_{12}$ 相互電子アドミタンス

$y_2 = g_2 + j b_2$ 出力電子アドミタンス

$$y_t = y_1 - y_2 = g_t + j b_t$$

c_1 cold 状態での陰極・グリッド間静電容量

c_2 cold 状態での陽極・グリッド間静電容量

c_3 cold 状態での陽極・陰極間静電容量

μ 真空管の増幅率

ω 信号の角周波数

また、陰極・グリッド間およびグリッド・陽極間の電子走行時間をそれぞれ τ_1 , τ_2 とすると、グリッド線ピッチ間を通過する電子の速度が等しく、かつ、陽極面での電子の弾性反射による電子流の散乱が無視できると見なした場合は、以下のように、 y_1 , y_{12} , y_2 を求めることができる⁽¹⁾。

$$y_1 = g_m \frac{\gamma_4(j\omega\tau_1)}{\gamma_6(j\omega\tau_1)}, \quad y_{12} = g_m \frac{\gamma_3(j\omega\tau_1) \gamma_3(j\omega\tau_2)}{\gamma_6(j\omega\tau_1)}$$

$$y_2 = \frac{2g_m}{9} \frac{j\omega\tau_2 \cdot \gamma_4(j\omega\tau_2)}{[(V_P/V_S)^{\frac{1}{2}} + 1]^2}$$

ここに、

$$\tau_1 = 6.7 \times 10^{-8} (d_{k-g} - d_m)^{\frac{1}{3}} i^{-\frac{1}{3}} \left[1 - \frac{1}{2} \left(\frac{\pi V_T}{V_S + V_m} \right)^{\frac{1}{2}} \right]$$

$$\tau_2 = \frac{3.38 \times d_{g-p} \times 10^{-6}}{V_S^{\frac{1}{2}} + V_P^{\frac{1}{2}}}$$

$$d_m = 2.77 \times 10^{-6} T^{\frac{3}{4}} i^{-\frac{1}{2}}$$

$$V_S = \frac{V_g + \frac{V_P}{\mu}}{1 + \frac{1}{\mu} \left(1 + \frac{4}{3} \frac{d_{g-p}}{d_{g-k}} \right)}$$

$$V_T = \frac{kT}{e}$$

d_{k-g} : 陰極・グリッド間距離

d_{g-p} : グリッド・陽極間距離

d_n : 陰極から電位極小点までの距離

i : 陰極電流密度

V_T : 電子が電位極小点で持つ平均速度の等価電圧値

V_S : 等価格子面電位

V_P : 陽極電圧

V_g : グリッド電圧

g_m : 低周波における真空管の相互コンダクタンス

k : ボルツマン定数

e : 電子の荷電

$$\gamma_3 = \frac{2}{(j\omega\tau)^2} (1 - e^{-j\omega\tau} - j\omega\tau e^{-j\omega\tau})$$

$$\gamma_4 = \frac{6}{(j\omega\tau)^3} \{j\omega\tau - 2 + (j\omega\tau + 2)e^{-j\omega\tau}\}$$

$$\gamma_6 = \frac{12}{(j\omega\tau)^4} \left\{ \frac{(j\omega\tau)^3}{6} - j\omega\tau + 2 - (j\omega\tau + 2)e^{-j\omega\tau} \right\}$$

単位は M. K. S. 単位系による。

したがって、回路IIの4端子アドミタンスで $r_g = L_g = 0$ のときの値を(9)式から求め、第5図の4端子アドミタンス、すなわち(8)式からの値との差を求めると(ただし、 r_k , r_g , r_p は ωL_k , ωL_g , ωL_p に対して無視し、 $(\omega L)^2$ 以上の項は消略する)

$$G_{11} - g_1 = 2g_1 \{ \omega(c_1 + c_3) - b_1 \} \omega L_k + \{ g_1(\omega c_1 + b_t) + g_t(\omega c_1 - b_1) \} \omega L_g \dots\dots\dots (10)$$

$$B_{11} - \{ \omega(c_1 + c_3) - b_1 \} = \{ \{ \omega(c_1 + c_3) - b_1 \}^2 - g_1^2 \} \omega L_k + \{ (\omega c_1 + b_t)(\omega c_1 - b_1) - g_1 g_t \} \omega L_g \dots\dots\dots (11)$$

$$G_{22} - (g_{12}/\mu + g_2) = 2(g_{12}/\mu + g_2) \{ \omega(c_2 + c_3) - b_{12}/\mu + b_2 \} \omega L_p - \omega c_2 g_{12} \cdot \omega L_g \dots\dots\dots (12)$$

$$B_{22} - \{ \omega(c_2 + c_3) - b_{12}/\mu + b_2 \} = \omega c_2(\omega c_2 + b_{12}) \omega L_g + \{ \{ \omega(c_2 + c_3) - b_{12}/\mu + b_2 \}^2 - (g_{12}/\mu + g_2)^2 \} \omega L_p \dots\dots\dots (13)$$

$$G_{12} - (-g_{12}) = \{ -g_{12} \{ \omega(c_1 + c_3) - b_1 \} - g_1(\omega c_3 - b_{12}) \} \omega L_k - \{ g_{12}(\omega c_1 + b_t) - g_t(\omega c_2 + b_{12}) \} \omega L_g + \{ -g_{12} \{ \omega(c_2 + c_3) - b_{12}/\mu + b_2 \} - (\omega c_3 - b_{12})(g_{12}/\mu + g_2) \} \omega L_p \dots\dots\dots (14)$$

$$B_{12} - (-\omega c_3 + b_{12}) = \{ (\omega c_1 + b_t)(\omega c_2 + b_{12}) + g_{12} g_t \} \omega L_g + \{ -(\omega c_3 - b_{12}) \{ \omega(c_1 + c_3) - b_1 \} + g_{12} g_1 \} \omega L_k + \{ -(\omega c_3 - b_{12}) \{ \omega(c_2 + c_3) - b_{12}/\mu + b_2 \} + g_{12}(g_{12}/\mu + g_2) \} \omega L_p \dots\dots\dots (15)$$

となる。よって L_k , L_p , L_g の電極回路インダクタンスの4端子アドミタンスに及ぼす影響については、(10)~(15)式から、計算によ

て推測することができるわけである。それらの影響の詳細は、5.1 で述べる。

4. 測定結果

測定に使った H 1065, H 1133, 8058 の断面図は第 1, 2, 3 図に示すとおりであるが、図から明らかなように 8058 と他の 2 品種との相異点は、前者のグリッドフランジ、陽極フランジがワッシャを介して外部端子に接続しているのに対し、後者の場合は、直接外部端子にロー付けされていることである。また、H 1065 は、陰極フランジが 9 本のリードで支持され、グリッドフランジと陽極フランジ間が他の 2 品種に比べ、やや接近している。

測定はすべて、GR 製 Transfer-Function and Inmittance Bridge 1607-A を使用した。(第 1 表のデータは除く)

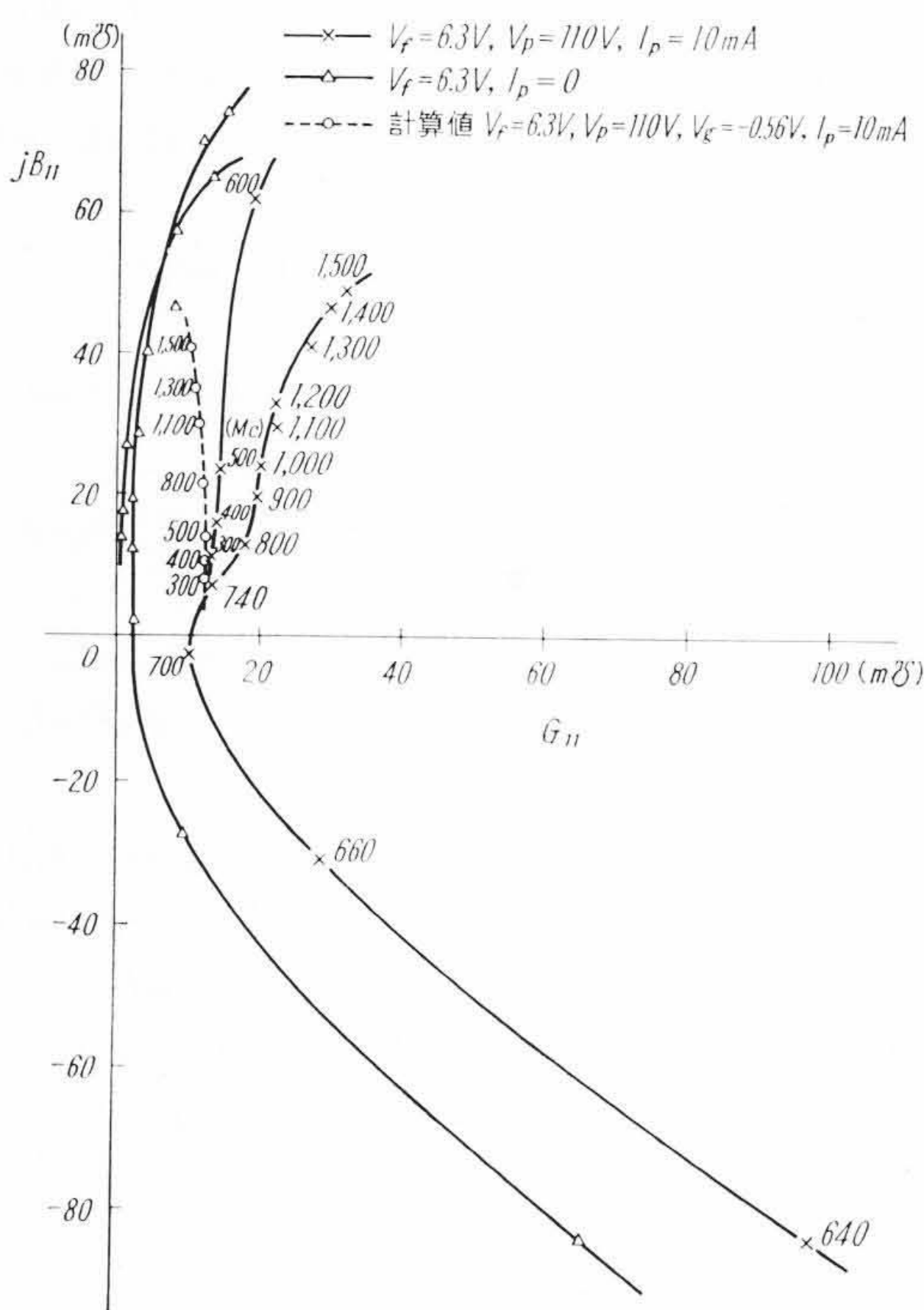
測定に使った球の諸特性を第 1 表に示す。

4.1 短絡入力アドミタンス Y_{11} の周波数特性

測定結果は、3 品種についてそれぞれ第 7, 8, 9 図に示す。電極

第 1 表 測定球の諸特性

特 性	品 種 名	H1065	H1133	8058	単 位
陽 極 電 圧	V_p	110	110	110	V
グ リ ッ ド 電 圧	V_g	-0.56	-0.64	-0.46	V
陽 極 電 流	I_p	10	10	10	mA
相互コンダクタンス	g_m	12,700	12,000	13,500	μU
増 幅 率	μ	70.8	63	80.5	
等価格子面電位	V_s	0.89	0.98	0.82	V
電 流 密 度	i	5.29×10^2	5.29×10^2	5.29×10^2	A/m^2
陰 極 面 積		1.82×10^{-5}	1.82×10^{-5}	1.82×10^{-5}	m^2
オキサイド塗布厚		3×10^{-5}	3×10^{-5}	3×10^{-5}	m
陰極・グリッド間電子走行時間 τ_1		3.04×10^{-10}	2.96×10^{-10}	3.35×10^{-10}	see
グリッド・陽極電子走行時間 τ_2		1.32×10^{-10}	1.32×10^{-10}	1.33×10^{-10}	see
陰極・グリッド間距離 d_{k-g}		6.0×10^{-5}	6.0×10^{-5}	6.0×10^{-5}	m
グリッド・陽極間距離 d_{g-p}		4.5×10^{-4}	4.5×10^{-4}	4.5×10^{-4}	m
電極間静電容量	$C_{g-p}=C_2$	1.51	1.30	1.26	pF
	$C_{g-k}=C_1$	4.98	4.70	4.6	pF
	$C_{p-k}=C_3$	0.030	0.035	0.036	pF
	C_{k-h}	1.35	1.35	1.4	pF
	C_{in}	6.33	6.05	6.0	pF
	C_{out}	1.54	1.33	1.30	pF



第 7 図 H 1065 の Y_{11} の周波数特性

回路インピーダンスを無視した場合の短絡入力アドミタンスを(10)(11)式から $L_k=L_g=0$ として、

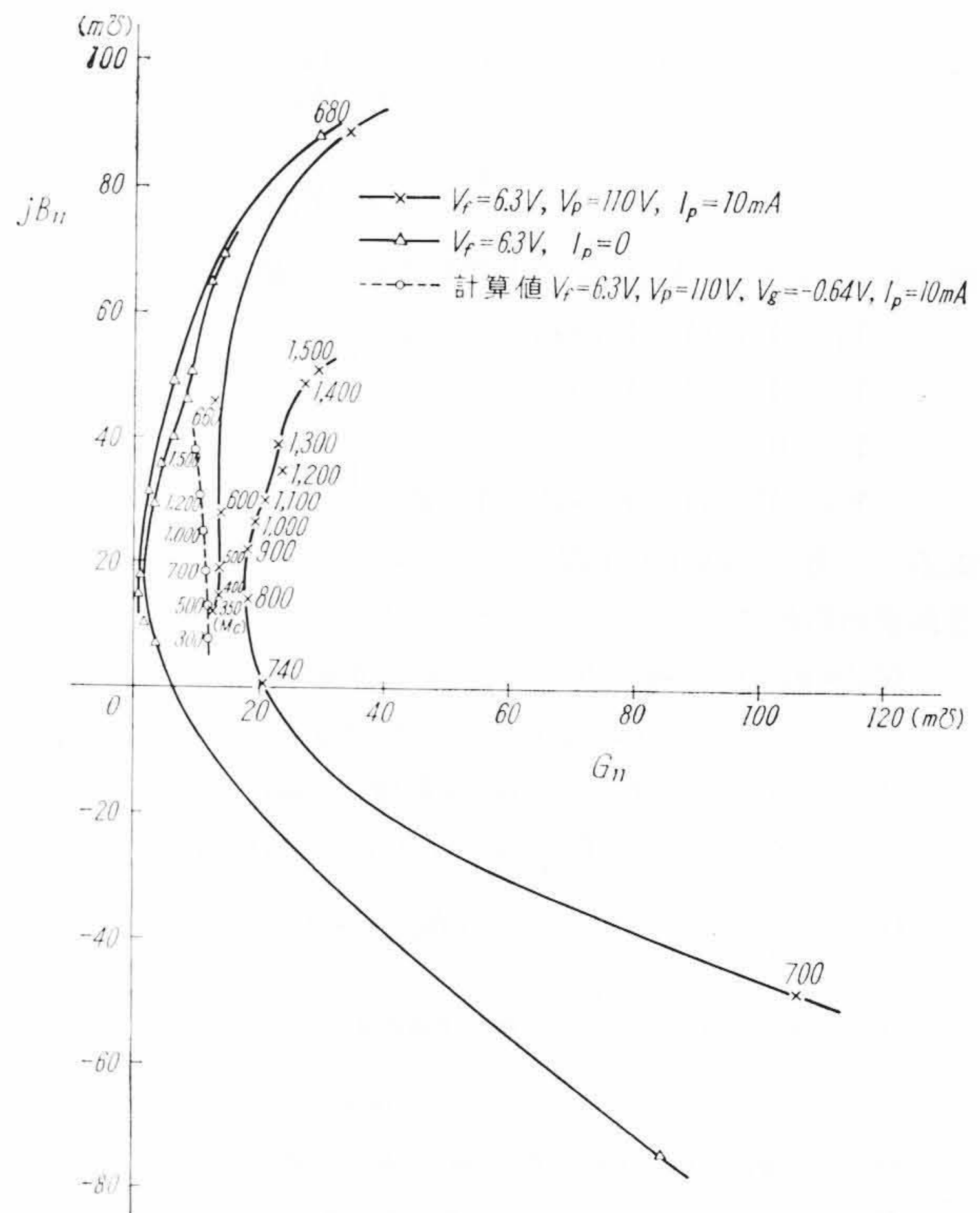
$$Y_{11}'' = G_{11}'' + jB_{11}'' = g_1 + j\{\omega(c_1+c_3)-b_1\}$$

を計算により求め、測定値と併記した。また測定条件は、これをグラフ中に示した。

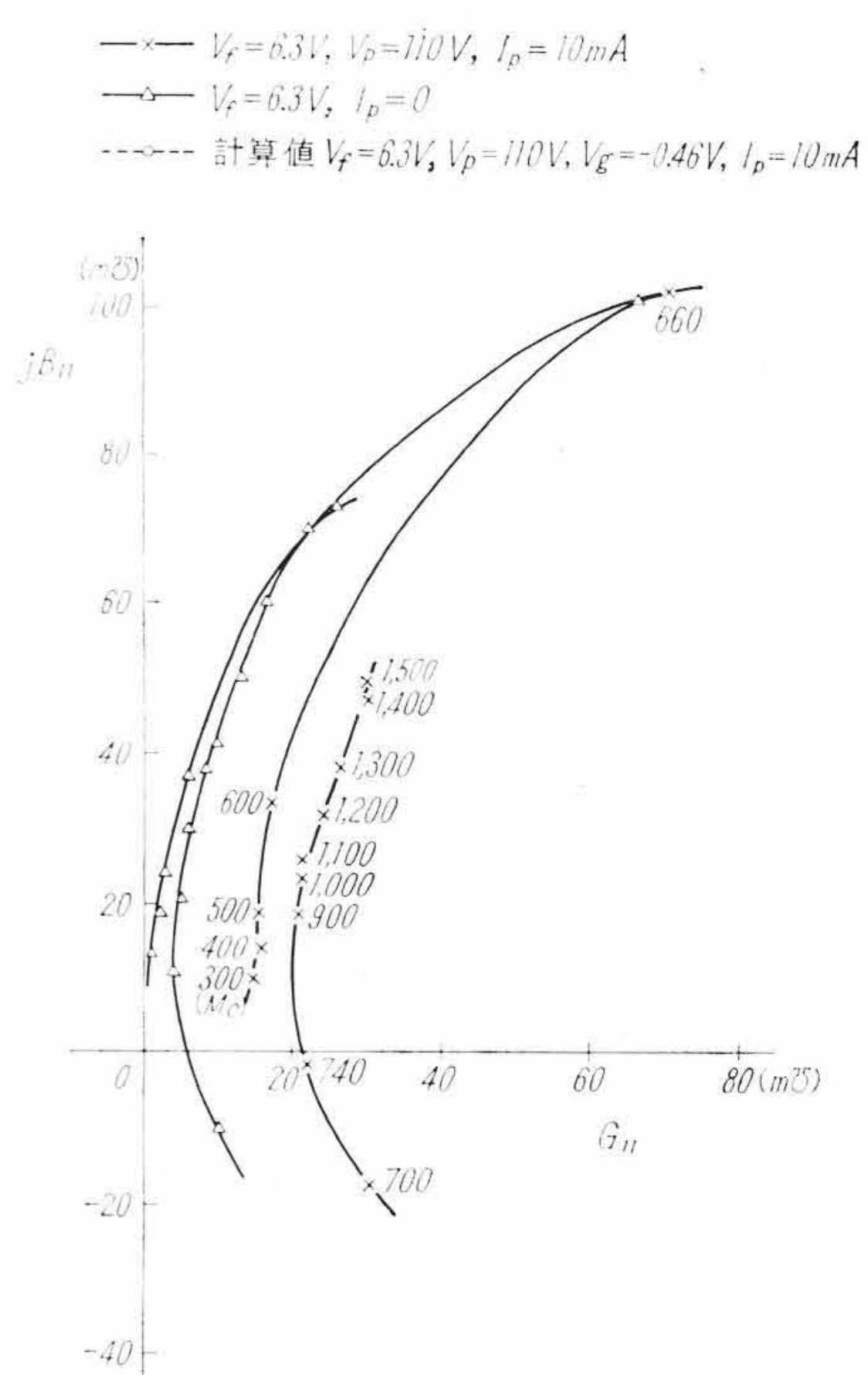
4.2 相互アドミタンス Y_{12} の周波数特性

測定結果は、3 品種について、それぞれ第 10, 11, 12 図に示す。電極回路インピーダンスを無視した場合の相互アドミタンスを(14)(15)式から、 $L_k=L_g=L_p=0$ として、

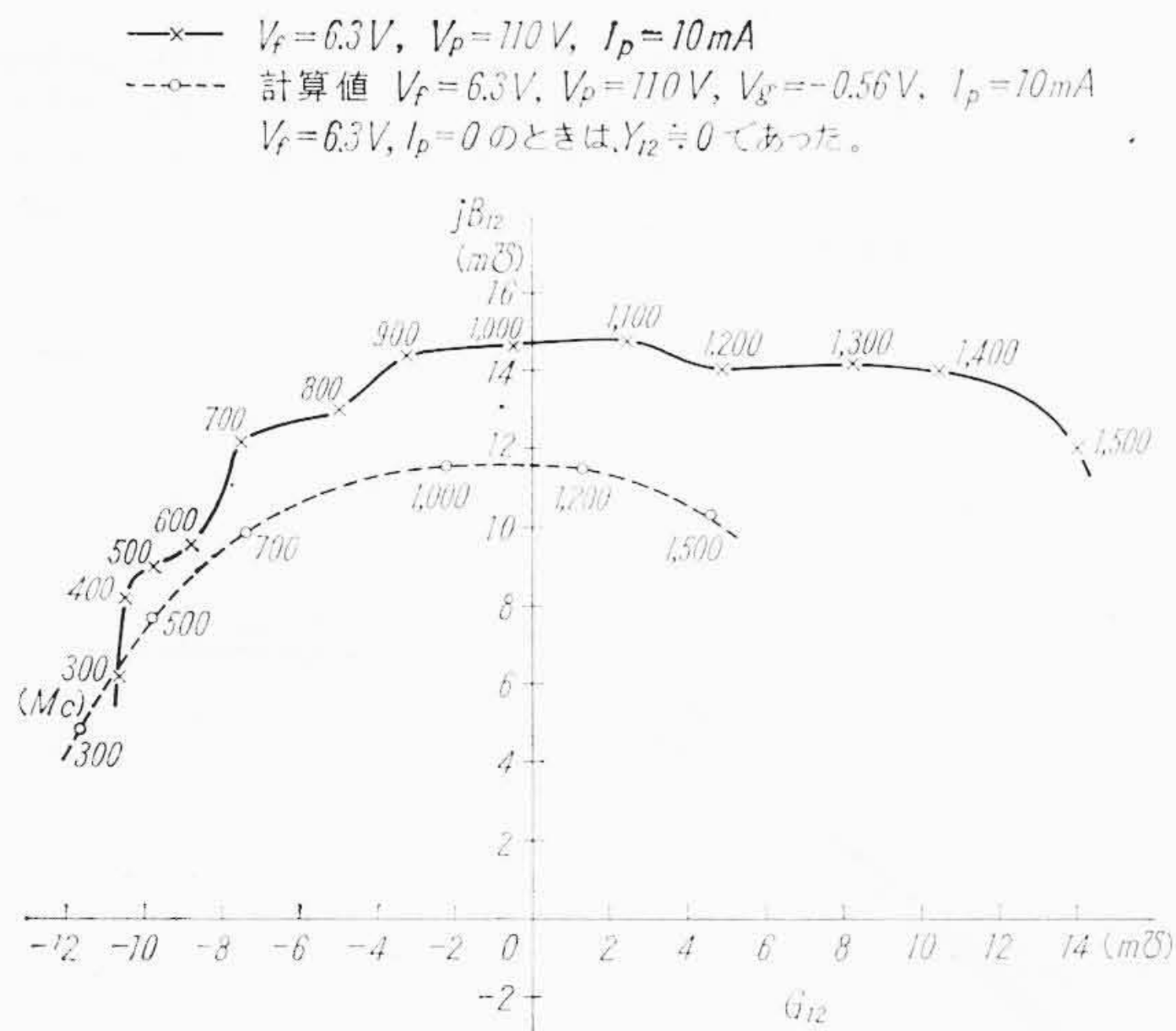
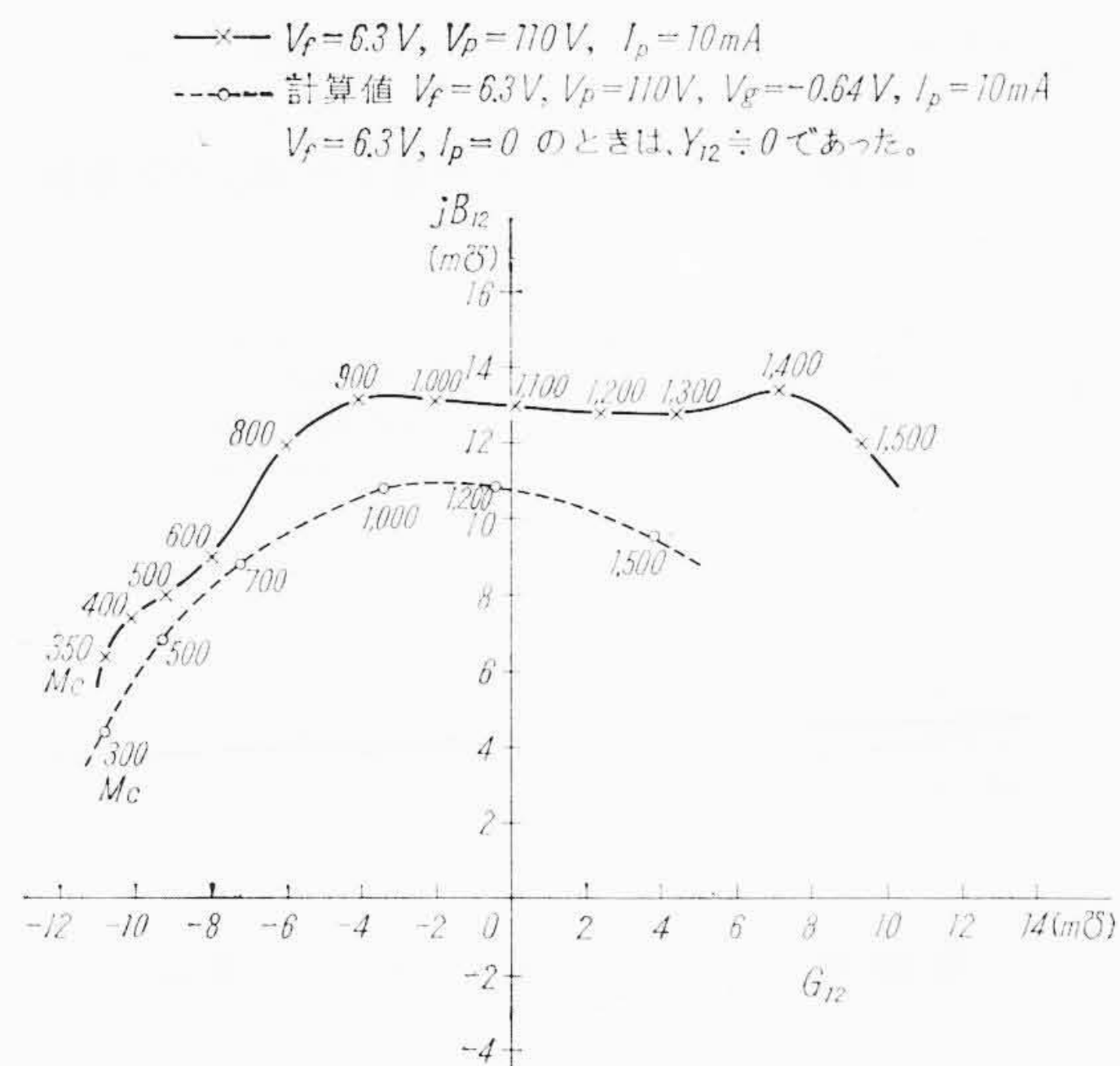
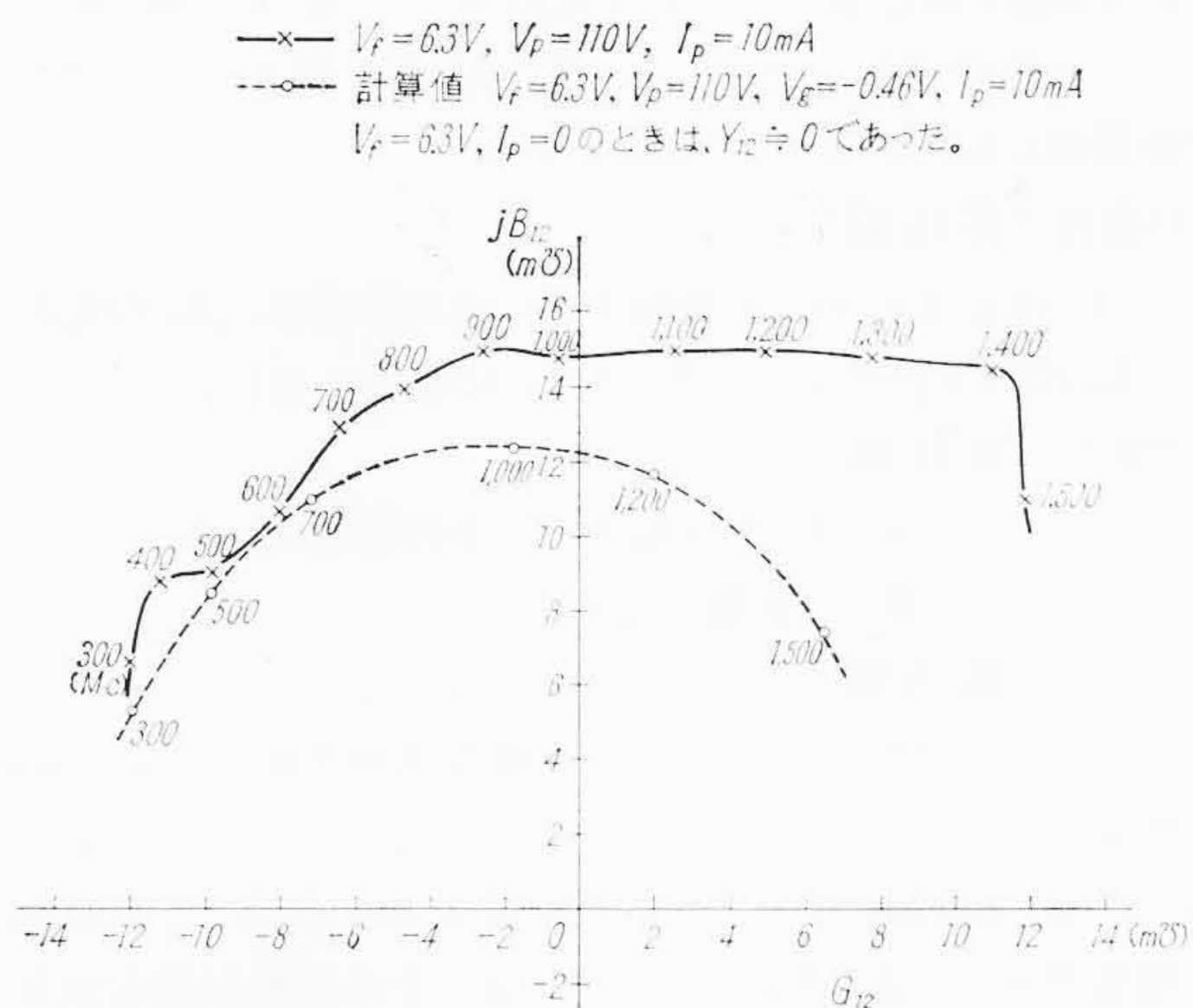
$$Y_{12}'' = G_{12}'' + jB_{12}'' = -g_{12} + j(-\omega c_3 + b_{12})$$



第 8 図 H 1133 の Y_{11} の周波数特性



第 9 図 8058 の Y_{11} の周波数特性

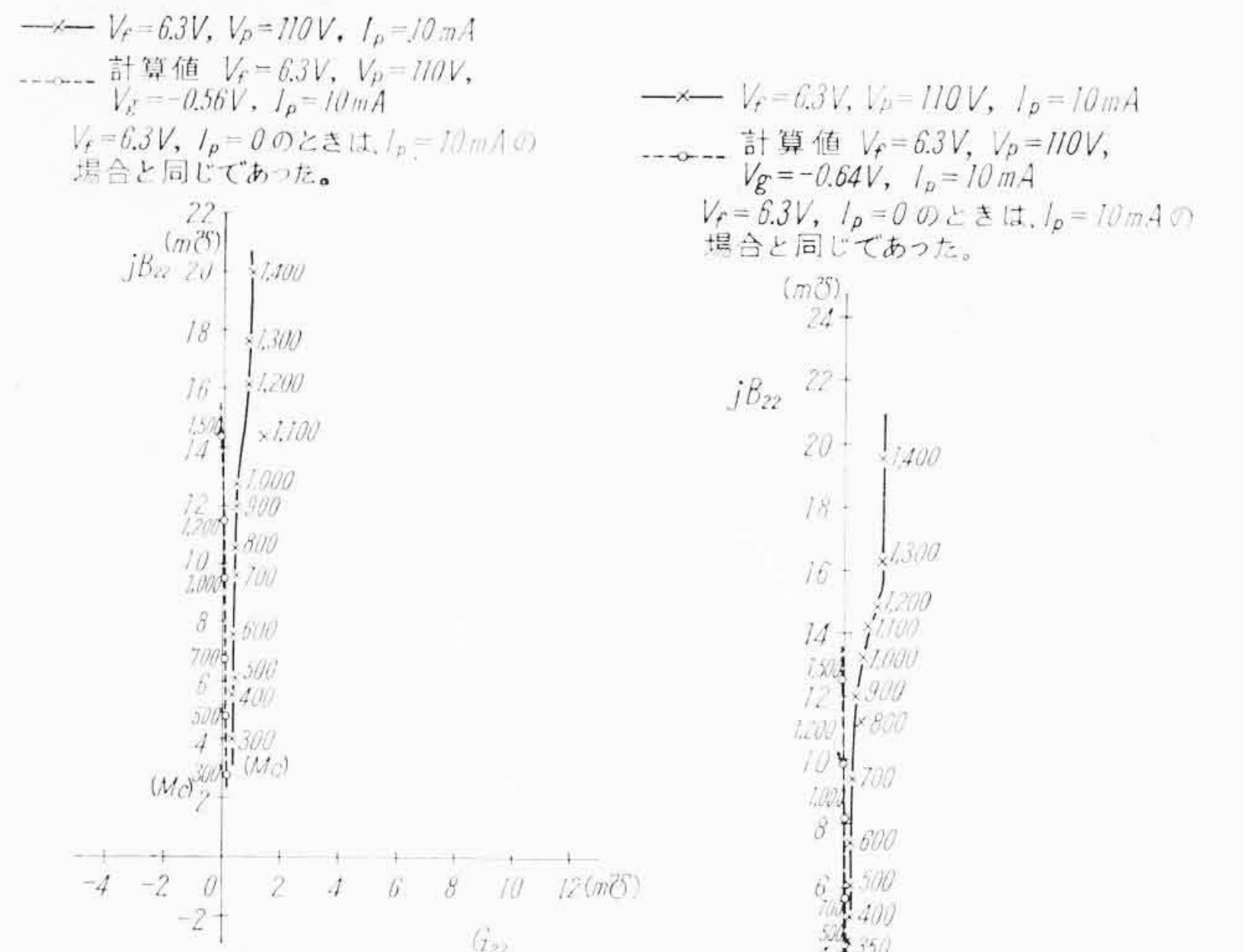
第10図 H 1065 の Y_{12} の周波数特性第11図 H 1133 の Y_{12} の周波数特性第12図 8058 の Y_{12} の周波数特性

を計算により求め、測定値と併記した。また測定条件はこれをグラフ中に示した。

4.3 短絡出力アドミタンス Y_{22} の周波数特性

測定結果は、3品種について、それぞれ第13、14、15図に示す。電極回路インピーダンスを無視した場合の短絡出力アドミタンスを(12)(13)式から、 $L_g=L_p=0$ として、

$$Y_{22}'' = G_{22}'' + jB_{22}'' = \frac{g_{12}}{\mu} + g_2 + j \left\{ \omega (c_2 + c_3) - \frac{b_{12}}{\mu} + b_2 \right\}$$

第13図 H 1065 の Y_{22} の周波数特性第14図 H 1133 の Y_{22} の周波数特性第15図 8058 の Y_{22} の周波数特性

を計算により求め、測定値と併記した。また測定条件は、これをグラフ中に示した。

4.4 フィードバックアドミタンス Y_{21} の周波数特性

測定した結果、周波数300~1500 Mcにおいて、 G_{21} 、 B_{21} ともに0.3 mΩ以下であった。

5. 測定結果についての検討

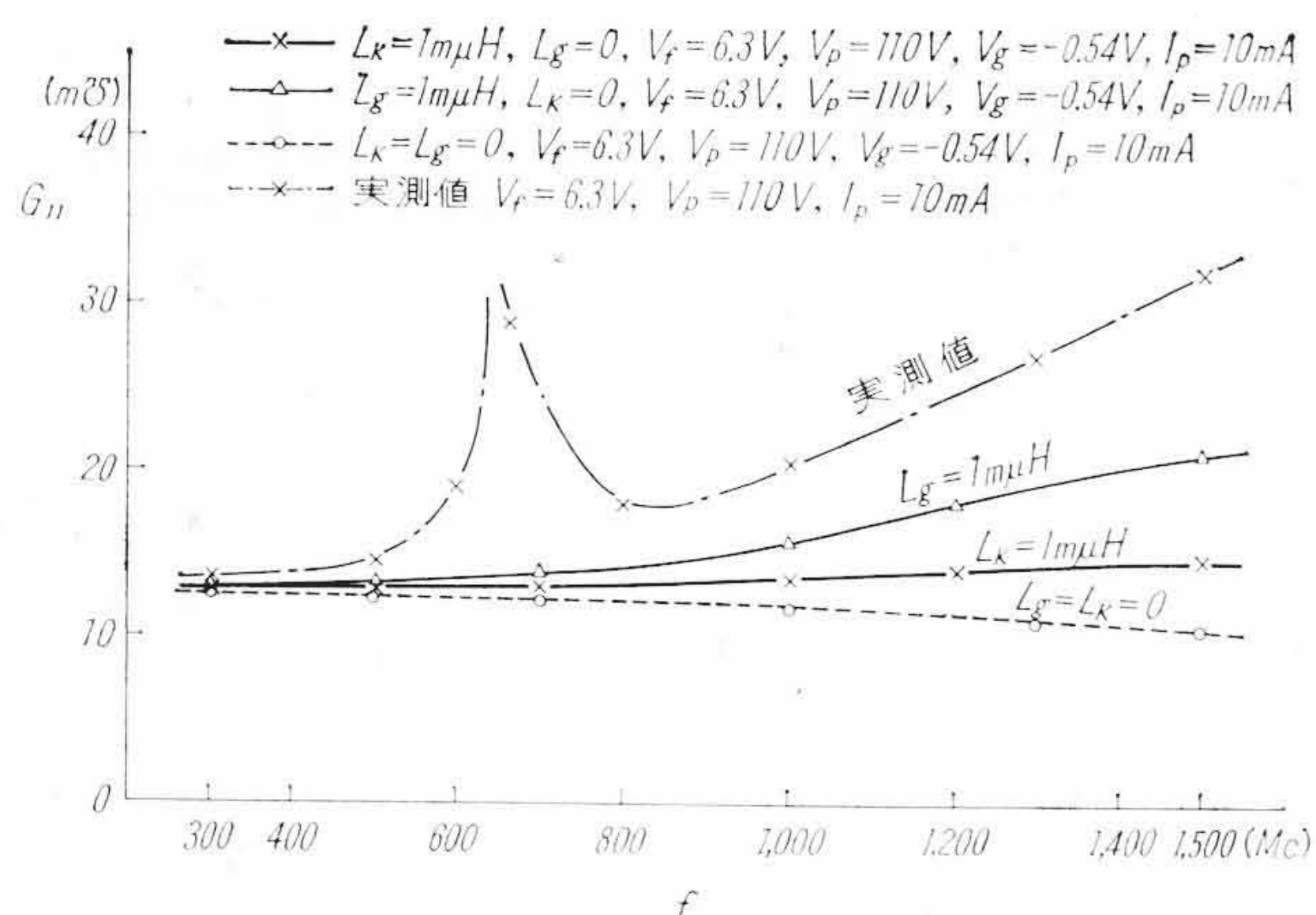
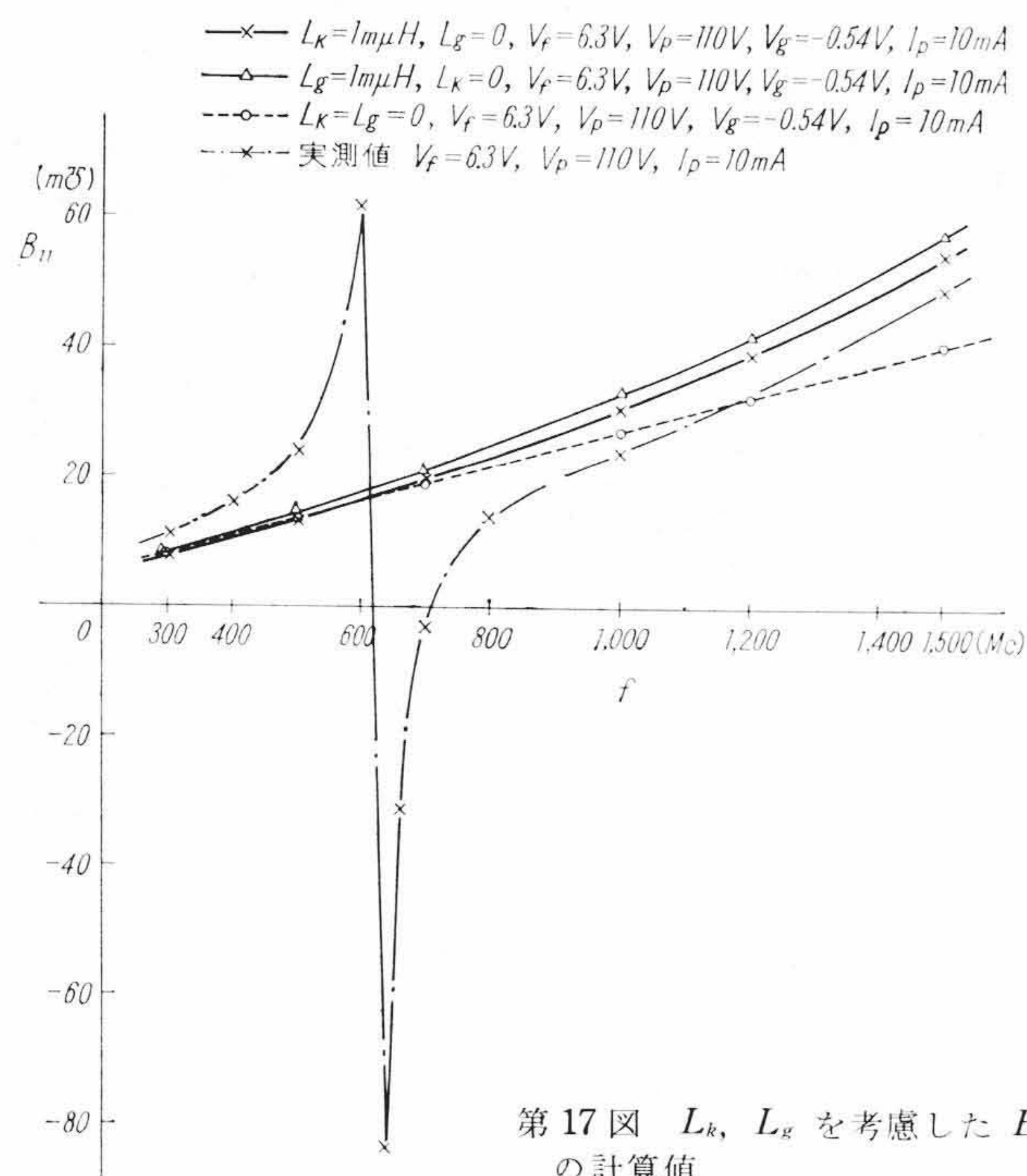
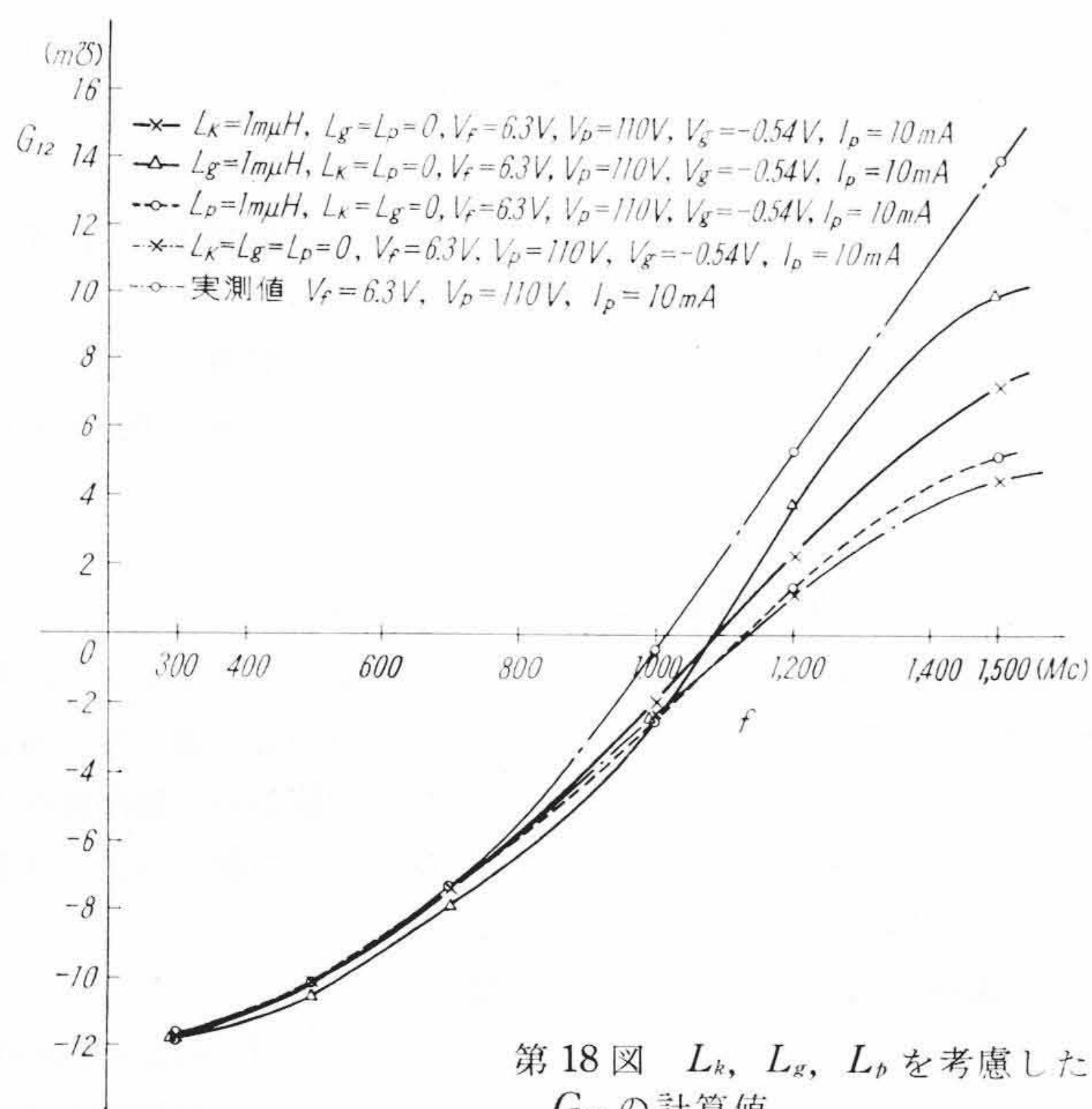
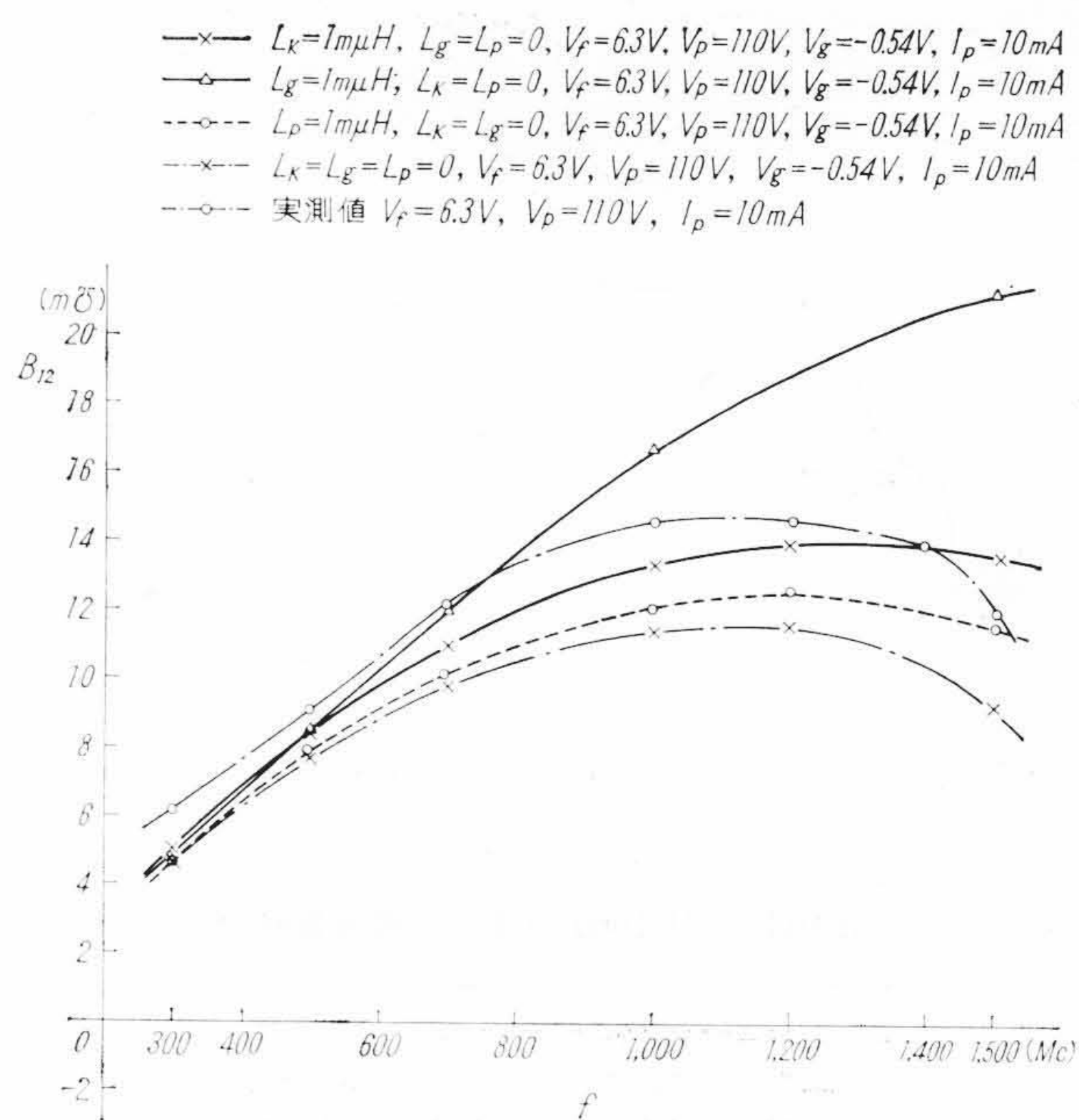
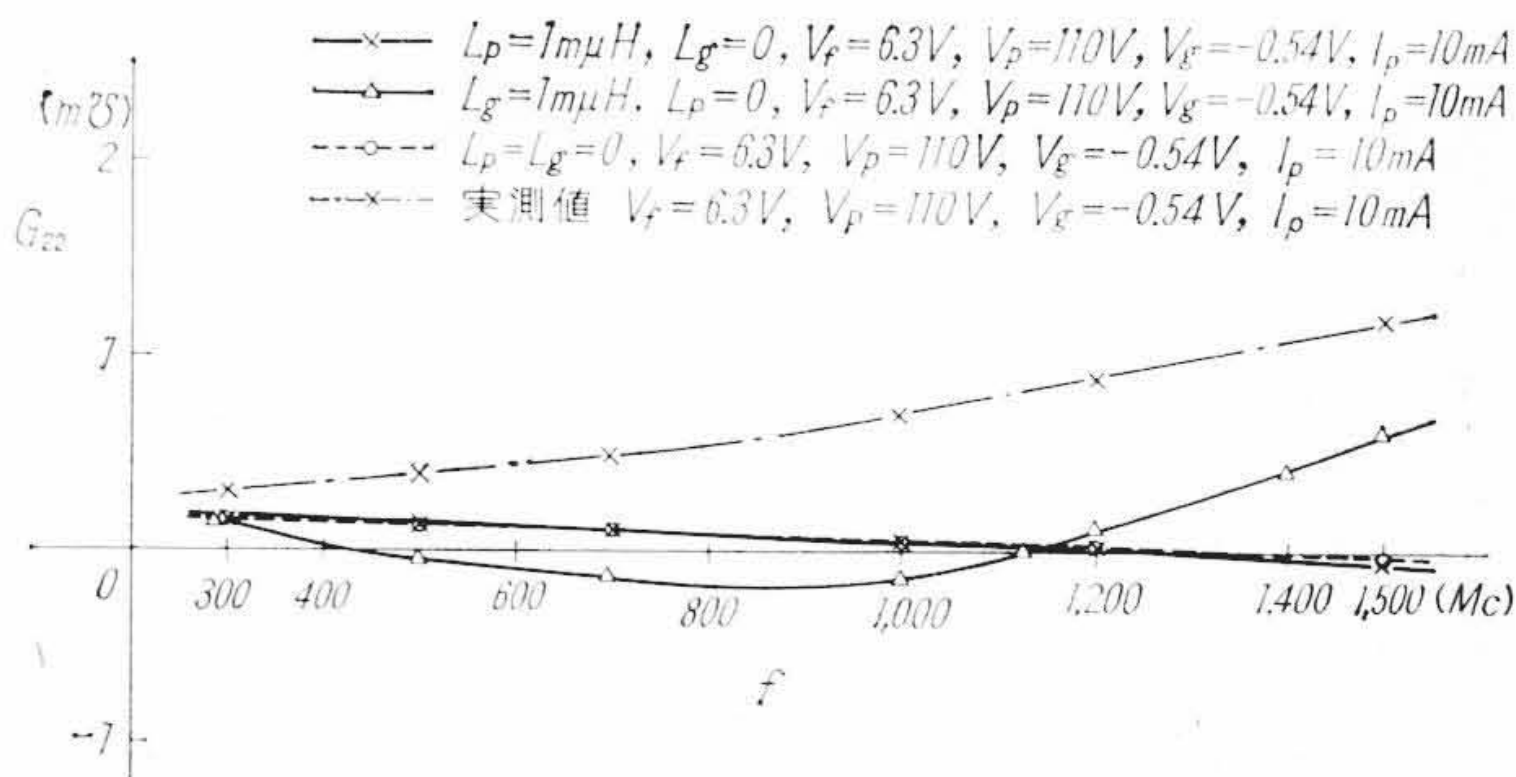
電極回路インダクタンス L_k, L_g, L_p が、4端子アドミタンスに及ぼす影響および、3品種について、それらの値がどう違っているかを検討し、さらに、4端子アドミタンスの実測値から、動作特性として、問題になる電力利得、帯域幅および、雑音指数につき、計算で求め、3品種の間の差異を明らかにした。

5.1 電極回路インダクタンスの影響

H 1065を取り上げ、(10)~(15)式において、 $L_k=L_g=L_p=1\text{ m}\mu\text{H}$ として、それぞれの電極回路インダクタンスがどの程度影響を及ぼすかを検討した。

たとえば、 L_k がはいってくるための影響をみる場合は、

$$L_k=1\text{ m}\mu\text{H}, \quad L_g=L_p=0$$

第16図 L_k, L_g を考慮した G_{11} の計算値第17図 L_k, L_g を考慮した B_{11} の計算値第18図 L_k, L_g, L_p を考慮した G_{12} の計算値第19図 L_k, L_g, L_p を考慮した B_{12} の計算値第20図 L_p, L_g を考慮した G_{22} の計算値

ときの値を求めた。各アドミタンスにつき、電極回路インダクタンスの値が $1\mu\text{H}$ のとき、その効果を計算した結果を第16～21図に示す。これらのグラフから、 L_k, L_g, L_p が4端子アドミタンスに及ぼす影響は、以下のように推測できる。

G_{11} の場合、第16図から、

L_k と L_g はともに G_{11} を増加させ、その影響は、 L_g の方が大きく、 L_k の約2倍である。 L_p は G_{11} に影響しない。

B_{11} の場合、第17図から、

L_k と L_g はともに B_{11} を増加させ、その影響は、 L_g の方が若干大きい。 L_p は B_{11} に影響しない。

G_{12} の場合、第18図から、

L_k は、約870 Mcまでは、 G_{12} を減少させるが、これを越えると増加させる。

L_g は、約900 Mcまでは、 G_{12} を減少させるが、これを越えると増加させる。 L_k, L_g, L_p の中では、その影響が最も大きい。 L_p は、約1,150 Mcまでは G_{12} を減少させ、それを越えると、増加させる。その影響は L_k, L_g に比べはるかに小さい。

B_{12} の場合、第19図から、

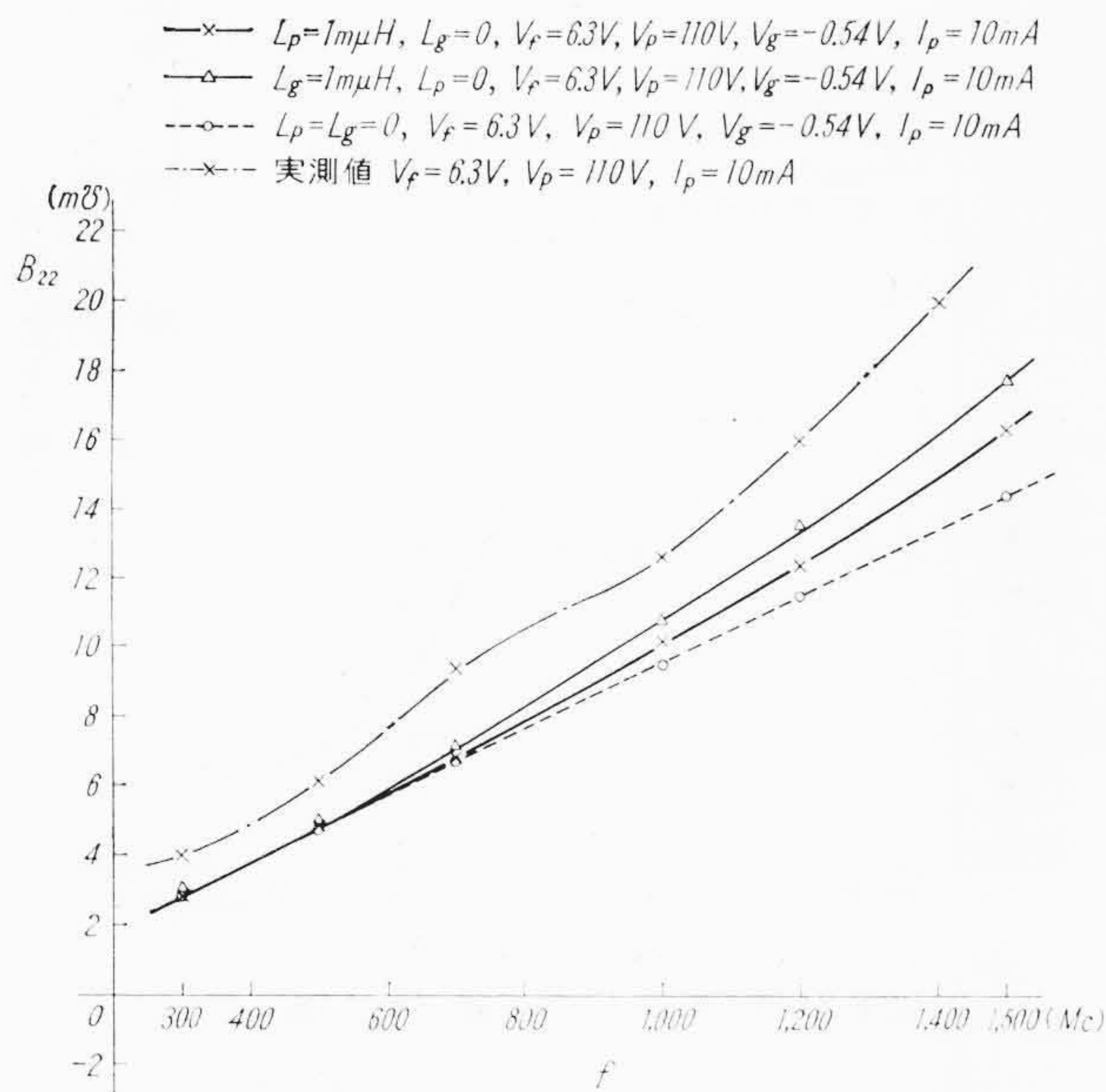
L_k, L_g, L_p はともに B_{12} を増加させるが、その影響の大きさは、 L_g が最も大きく、 L_p が最も小さい。

G_{22} の場合、第20図から、

L_g は、300～1,130 Mcの間では、 G_{22} を減少させ、これを越えると、急激に増加させる。

L_p は約1,200 Mcまでは G_{22} を増加させ、これを越えると減少させる。しかしその影響の大きさは、 L_g に比べはるかに小さい。

として、(10)～(15)式の右辺を計算し、さきに求めた電極回路インピーダンスを無視した値 $Y_{11}'', Y_{22}'', Y_{12}''$ に加算し、 L_k がはいった

第21図 L_p , L_g を考慮した B_{22} の計算値

L_k は G_{22} に影響しない。

B_{22} の場合、第21図から、

L_g , L_p はともに B_{22} を増加させ、その影響は、 L_g の方が大きく、 L_p の約2倍である。

L_k は B_{22} に影響しない。

これらの4端子アドミタンス中、 Y_{11} の測定値は、600～700 Mcの間で、直列共振のため異常な値を示しているが、これは、ヒータチョークおよび陰極回路インダクタンスとヒータ・陰極間静電容量による共振で、ヒータチョークを取り除いた場合は、現われない。 B_{11} が L_k, L_g として常識的な値をそう入した計算値と実測値との間で、かなりの差がでてくるのはこのためである。ヒータチョークを取り除いて測定した値と計算値とでは、近似がよい。また、 G_{22} は L_g, L_p として、常識的な値をそう入した計算値と実測値を比較すると、計算値の方が小さくなる。これは、グリッド・陽極間にあるセラミックスペーサの誘電体損および r_g, r_p による G_{22} の増加を考慮に入れてないからと思われるが、確認はできていない。以上の実測値と計算値とのグラフから、H 1065 の場合、 $L_k=1\sim3\text{ m}\mu\text{H}$, $L_g=0.5\sim1\text{ m}\mu\text{H}$, $L_p=1\sim2\text{ m}\mu\text{H}$ と推定される。これまでに述べた L_k, L_g, L_p の4端子アドミタンスに及ぼす影響についての考察結果に基づき、3品種の4端子アドミタンス測定結果について比較すると、

G_{11} は、 g_m の大きさが 8058>H 1065>H 1133 の順であり、かつ、 c_1, c_1+c_3 の大きさが、H 1065>H 1133>8058 であるため、計算値 G_{11}'' と実測値との差は、8058 が最も小さい。

B_{11} は、 c_1, c_1+c_3 の大きさが H 1065>H 1133>8058 の順であるのに、実測値と計算値 B_{11}'' との差が 8058>H 1065>H 1133 であることから、8058 は、他に比べて、 L_k+L_g が大きいものと考えられる。

G_{12} は、 c_2 の大きさが H 1065>H 1133>8058 であり、かつ、 g_m の大きさが、8058>H 1065>H 1133 であるため、実測値と計算値との差は、H 1065>H 1133, 8058 の順となり、H 1133 と 8058 とは同じくらいである。

B_{12} は、 L_k, L_g, L_p が等しい球については、 c_1, c_2, g_m の大きいほど、実測値と計算値 B_{12}'' との差は大きくなるのであるが、データからでは、8058>H 1065>H 1133 の順であることから、 c_1, c_2 の大きさよりも、 g_m の大きさの方が大きいようである。

G_{22} は、周波数の高いところでは、実測値と計算値 G_{22}'' との差は、 c_2 が大きいほど大きくなるはずであるが、H 1065 の場合、 c_2 が大きいのに、差が小さいことから、他に比べ、 L_g が小さいものと思われる。

B_{22} は、 c_2, c_2+c_3 の大きさが、H 1065>H 1133>8058 の順であり、かつ、実測値と計算値 B_{22}'' との差が、H 1133>H 1065>8058 の順であることから、 L_g+L_p は、H 1065 の方が H 1133 よりも小さいものと思われる。

以上をまとめると、H 1065 は、電極回路インダクタンスが、小さく、8058 は大きい。H 1133 は、両者の中間の値を持っている。 g_m の大きさは、4端子アドミタンスの値に最も大きな影響を与えている。

5.2 電力利得と帯域幅および雑音指数

フィードバックアドミタンス Y_{21} が、無視できるほど小さく、入力・出力回路がともに、整合している場合、グリッド接地形増幅器の最大電力利得は、

$$G_{\max} = \frac{|Y_{12}|^2}{4G_{11}G_{22}} \quad (16)$$

また、グリッド接地形増幅器の帯域幅 B は、ほとんど、出力アドミタンスによって決まり、

$$B = \frac{2fG_{22}}{B_{22}} \quad (17)$$

である。

また、noise tuning の状態では、 $\omega\tau_1 < 3$ の周波数帯の雑音指数は⁽¹⁾、

$$N = P + \frac{Q}{G_s} + RG_s$$

で、最小雑音指数は、

$$N_{\min} = P + 2(QR)^{\frac{1}{2}} \quad (18)$$

ただし、

$$G_s = \left(\frac{Q}{R}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (19)$$

で表わされる。ここに、

$$P = 1 + 2R_n G_c + \frac{2rR_{n0}|\phi_1|^2}{I^2} (G_c + \phi_2' g_m)$$

$$Q = \frac{T_c}{T_0} G_c + R_n G_c^2 + \frac{rR_{n0}|\phi_1|^2}{I^2} [(G_c + \phi_2' g_m)^2 + (\phi_2'' + \frac{1}{6} \omega\tau_1)^2 g_m^2]$$

$$R = R_n + \frac{rR_{n0}|\phi_1|^2}{I^2}$$

$$\frac{T_c}{T_0} \cdot G_c = G_{\text{coil}} + \frac{T}{T_0} G_{\text{cathode}} \quad (\text{UHF 帯では、}$$

$$G_{\text{coil}} \ll \frac{T}{T_0} G_{\text{cathode}})$$

$$G_{\text{cathode}} = \frac{\omega^2 c_1^2 r_0}{1 + \omega^2 c_1^2 r_0^2 (1 + c_0/c_1)^2}$$

$$R_n = \frac{0.644 T/T_0}{\sigma g_m} R_{n0}, \quad \sigma = \left[1 + \frac{1}{\mu} \left(1 + \frac{4d_{g-p}}{3d_{k-g}}\right)\right]^{-1}$$

$$I^2 = 0.13 \frac{g_m}{I_b}$$

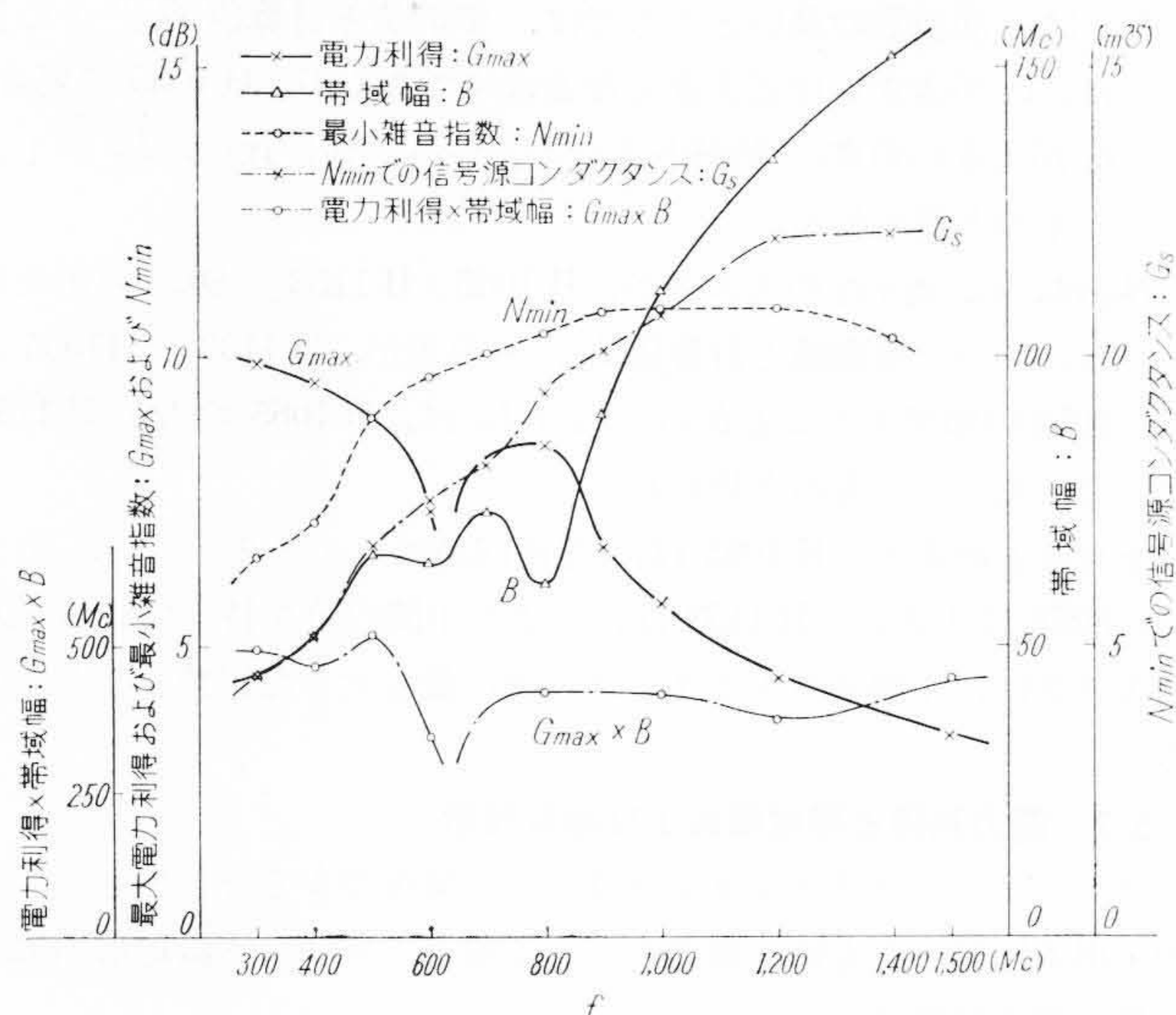
R_n : 陰極温度に対する等価雑音抵抗

G_c : 入力回路コンダクタンス (UHF 帯では G_{cathode} に等しい)

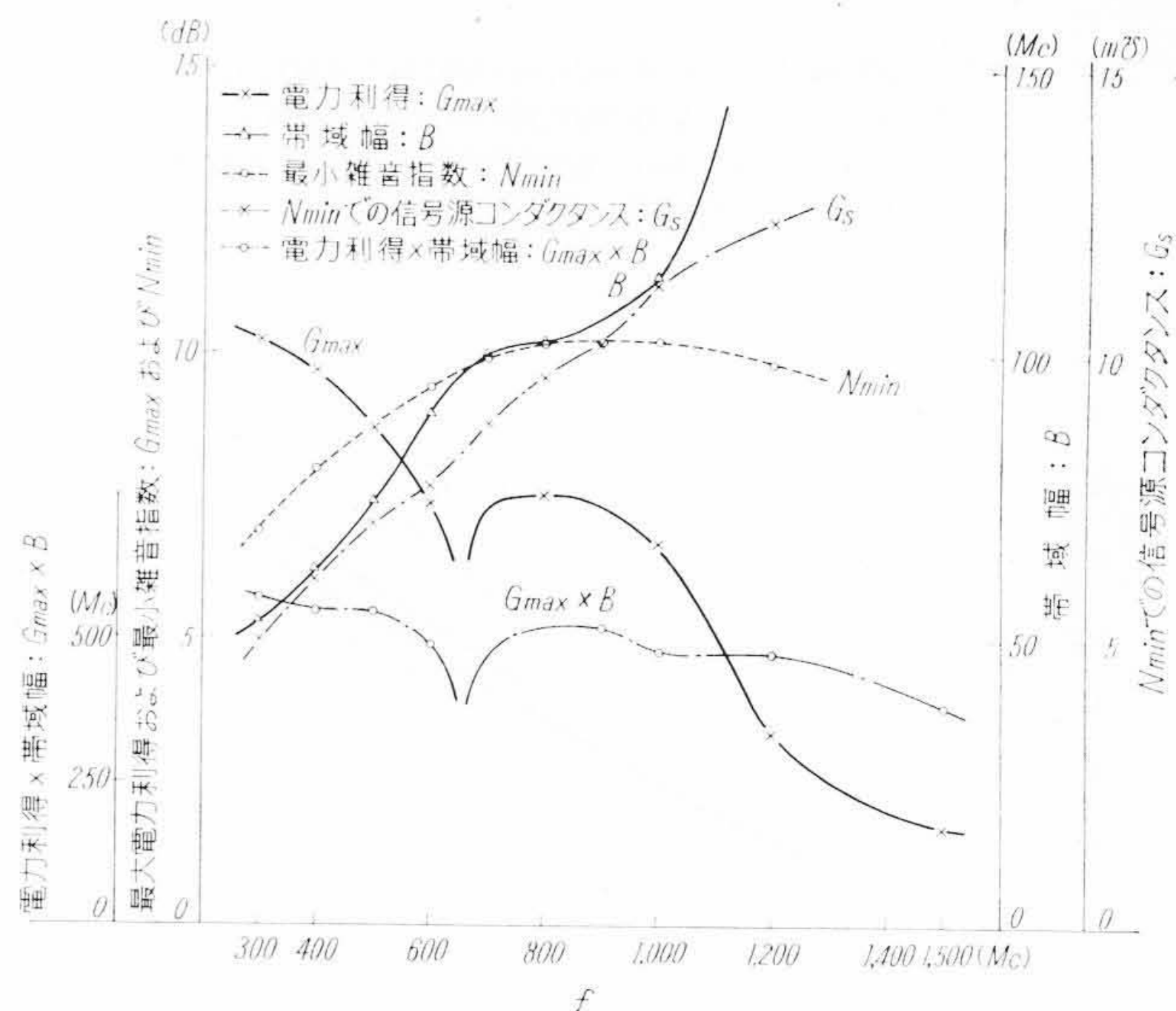
r : 陽極における電子流の弾性反射率 (0.01～0.03)

$|\phi_1|^2$: 弾性反射電子による雑音成分の陰極・グリッド間走行時間に関する係数

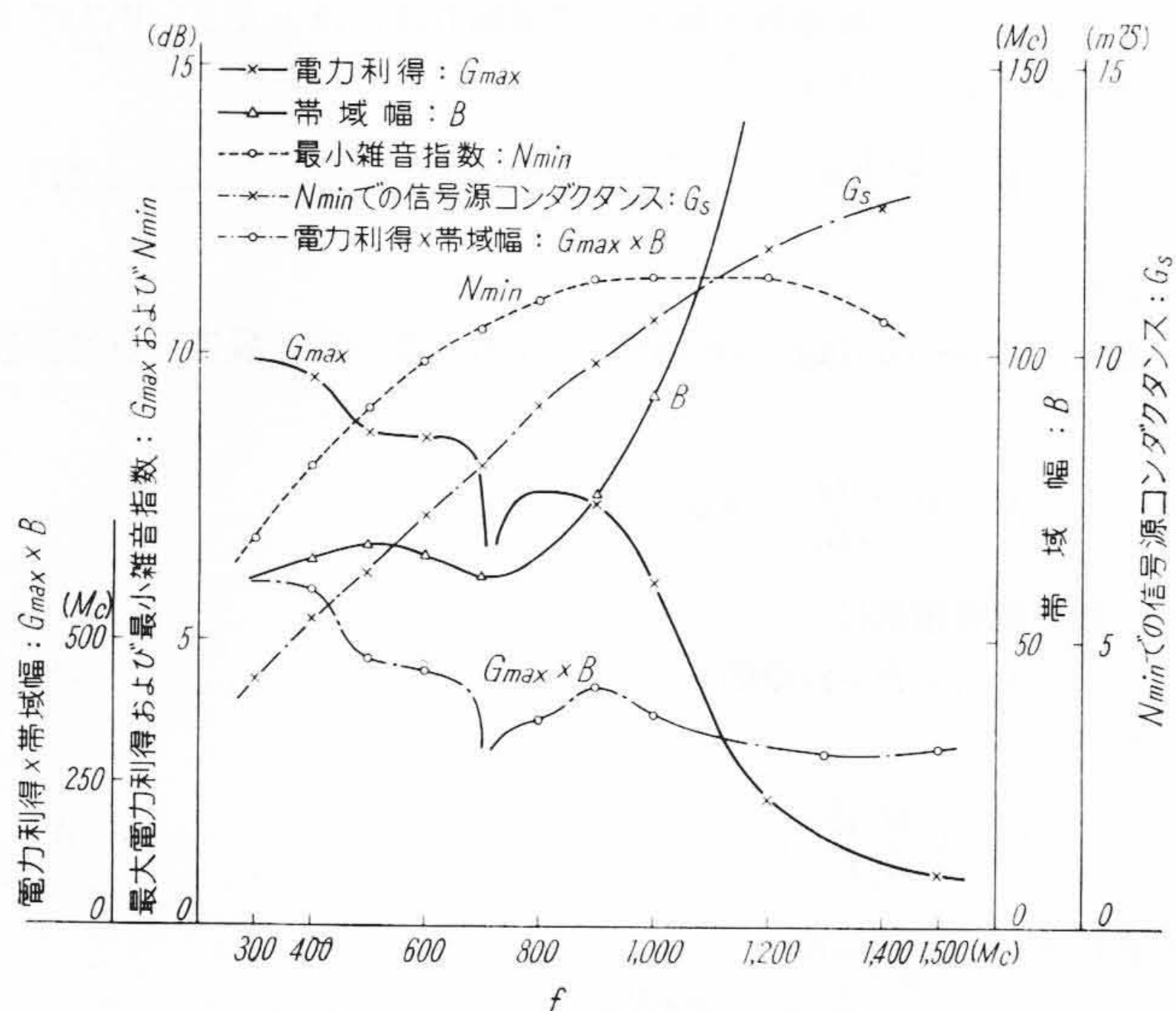
ϕ_2' : 弾性反射電子による雑音成分のグリッド・陽極間走



第 22 図 H1065 の 諸 特 性



第 24 図 8058 の 諸 特 性



第 23 図 H1133 の 諸 特 性

行時間に関する係数の実数部

T : 陰極温度 ($T=1,000^\circ K$)

T_0 : 室温 ($T_0=290^\circ K$)

R_{n0} : 室温に対する等価雑音抵抗

Γ^2 : 空間電荷によるショット効果の軽減係数

ϕ_2'' : 弾性反射電子による雑音成分のグリッド・陽極間走行時間に関する係数の虚数部

r_0 : 陰極のオキサイドユースティング抵抗

c_0 : 陰極のオキサイドユースティング容量

$$r_0 = \frac{\rho_0 \times \text{オキサイドの塗布厚}}{\text{陰極面積}} \quad (\rho_0 \approx 3 \Omega\text{-cm})$$

$$c_0 = \frac{8.85 \varepsilon_r \times \text{陰極面積} \times 10^{-12}}{\text{オキサイドの塗布厚}} \quad (\varepsilon_r = 2 \sim 5)$$

ε_r : オキサイドの比誘電率

単位: M. K. S. 単位系による

ニュービスタの場合, $V_p=110V$ と比較的低いので $r=0.03$ とし,

ε_r を 3 とし、(16) ~ (49) 式からそれぞれの値を求めた結果を第 22 ~ 24 図に示す。3 品種について比較すると、

$G_{\max}$ では、入力回路の共振のため、H 1065 では、640 Mc, H 1133 では、700 Mc, 8058 では、660 Mc で急減している。H 1065 は、他に比べ、周波数の増加に対する $G_{\max}$ の減少のしかたが緩慢である。

$N_{\min}$ では、若干 8058 がよさそうだが、3 品種ともに、大差はない。

$G_{\max} \times B$ では、H 1133 が、若干小さめであるが、これは測定条件における g_m が小さめで(試料は、 μ が小さめで、電極のかたよりがあったものと思われる) があるためで、その後の H 1133 は、 $\mu=70.8$, $g_m=13,500 \mu V$ という値でよくなっている。

6. 結 言

以上の実験および検討結果から、以下のことが、明らかとなった。

1. H 1065 は、 c_3 を除き、電極間静電容量が大きい、電極回路インダクタンス L_k, L_g, L_p が小さく、他の 2 品種と同等の動特性を持つものと思われる。
2. H 1133 は、電極間静電容量が、8058 に近く、電極回路インダクタンスは、8058 と H 1065 との間ぐらいの値を持っているので、動特性は、8058 と同程度であると思われる。

したがって、H 1065, H 1133 は、RCA 8058 に比べ、電氣的に、同等で、構造が簡単なので、製作が容易であり、製造単価を安価にできるわけで、この種用途の三極管としては、十分満足すべきものであると思われる。最後に、本研究の途上、種々の助言をくださった村田設計課長、星野設計課員に厚くお礼申し上げる。

参 考 文 献

- (1) W. E. Benham, I. A. Harris: The Ultra High Frequency of Performance of Receiving Tubes. McGraw-Hill Co. (1957).