周波数変換形低搬送波 FM 変復調器

NHK 技術研究所 稲 津 稔

ビデオテープレコーダー (VTR) では、5~7Mc 程度のかかなり低い搬送波を TV 信号で周波数変調して、これを録画する低搬送波 FM 録画方式が用いられている¹⁾。この録画方式は白黒 VTR 用としては、多くの利点を持った方式であるが、NTSC カラー信号のように、副搬送波を重畳した信号を録画再生する場合には、副搬送波ビート妨害が起りやすい欠点があり、この点の解決がカラー録画上の大きな問題点とされてきた。この対策として、アンベックス、RCA 社においては、変調器を周波数変換形とし、復調器には低搬送波のまま復調する平衡形低搬送波復調器を用いることとして変復調器の改良を行なったが²⁾、この変復調器におけるビート妨害除去に関する原理については十分明らかにされていない。一方、NHK 技研においても、カラー用として、二、三の方式の低搬送波 FM 変復調器を試作し、検討を行ってきた。この間、アンベックス、RCA と同様な復調器についての実験も行なったこともあるが、最後に、ここにのべる方式の変復調器を開発した。これを用いると、ビート妨害がきわめて少なく、NTSC 方式のカラーバー信号で変調した場合、E-E 系再生画をカラーモニタ、白黒モニタのいずれで観察しても、ビート妨害が検知されることがない。

低搬送波 FM 伝送における

副搬送波ビート妨害の概要

ビート妨害発生機構の説明にあたって、簡単のために、

第 1 図

低搬送波の中心周波数 f_c を 5Mc とし、変調信号を周波数 $f_p (=3.58\text{Mc})$ の連続正弦波とした場合を例として説明する。この場合、理想的な低搬送波 FM 変調器で変調された信号のスペクトラムは第 1 側帯帯だけを問題にすれば、第 1 図のようになる。いま、副搬送波ビート妨害発生機構として考えられるものを大別するとつぎの 4 項目になる。

- 1) 変調器において、変調信号成分が低搬送波出力側へ漏洩するために発生するもの。
- 2) 復調器において、低搬送波成分が復調信号側へ漏洩するために発生するもの。
- 3) 低搬送波信号が非直線特性をもった箇所を通過した場合に発生するもの。
- 4) 折返しスペクトラムの発生によるもの。

まず 1) については、従来の白黒 VTR において用いられている第 2 図のようなマルチバイブレータによる周波数変調器を用いた場合は、出力変成器で変調器出力をよく平衡させて取出すことにより、変調成分の漏洩を減衰させてはいるが、この方式では広い帯域にわたって平衡度を十分よくたもつことがむずかしく、漏洩信号を十分減衰させることはかなり困難のようである。このように変調信号漏洩のある場合には、低搬送波のスペクトラム配置は第 3 図のようになり、これを復調した場合には復調信号には 3.58Mc の他に 1.42Mc、2.16Mc の

第 2 図
マルチバイブレータを用いた
低搬送波 FM
変調回路

“The frequency conversion type low FM carrier modulator and demodulator” by Minoru Inazu.

第3図 変調信号の漏洩がある場合のスプリアス成分 (×印)

第4図 復調信号側への低搬送波成分の漏洩によるスプリアス成分 (×印)

2) 周波数のスプリアス成分を発生する。2)は低搬送波側のスペクトラム成分が復調器の出力側へ漏洩する場合で、3.58 Mc の再生信号の他に、5 Mc 以下では第4図に示すように、1.42 Mc, 5 Mc のスプリアス成分が発生する。3)はとくに振幅制限器で発生しやすく、振幅制限器で、低搬送波信号を上下対称にせん断した場合でも、かなりのビート妨害成分が発生し、とくにせん断波形が非対称になると、その発生が急激に増加する¹⁰⁾。つぎに、4)は、 $2f_p > f_c$ (f_p : 変調信号周波数, f_c : 搬送波周波数)の場合に、(1)式第1項に示すように、変調信号の第2下方側波帯が式の中で負の周波数となり、実際には第5図に示すように位相が反転した正の周波数成分が発生し、これがスプリアス成分となる場合に起こるものであり、このような状態は低搬送波を直接周波数変調した場合も、あるいは、高い周波数で変調してこれを低い周波数へ周波数変換した場合にも同様に発生する。

$$\begin{aligned} \text{第2下方側波帯} &= J_{-2}(\omega_a/p) \cdot \cos[(\omega_c - 2p)t - \pi + \varphi] \\ &= J_{-2}(\omega_a/p) \cdot \cos[(2p - \omega_c)t + \pi - \varphi] \end{aligned} \quad (1)$$

ここに、 $\omega_a = 2\pi f_a$: 角周波数変移
 $p = 2\pi f_p$

副搬送波ビート妨害除去対策

前節でのべたビート妨害を除くため第6図、第7図に回路構成図を示すような変調器、復調器を試作した。つぎに、この変復調器におけるビート妨害除去のた

第5図 第2下方側波帯の折返しスペクトラムの発生

めの対策についてその大要をのべる。まず、前節1), 2)項の信号の漏洩を取り除くため、変調、復調を低搬送波に比較してかなり高い周波数(変調は 85 Mc 帯、復調は 65 Mc 帯)で行なって、変調信号と低搬送波信号、あるいは、低搬送波信号と復調信号との間に中間周波増幅段を設けて、相互の信号の漏洩を取除いている。また、復調器において低搬送波のままで振幅制限すれば、その非直線特性のために3)のスプリアス発生をまねく原因となるため、復調器における振幅制限は 65 Mc 帯へ周波数変換したのちに行なうこととし、低搬送波伝送系においては、できるだけ非直線特性をさけるよう考慮を払った^{8), 10)}。つぎに、4)の折返し周波数スペクトラムによるビート妨害発生対策としては、変調器側で 85 Mc 帯で周波数変換を行ない、それを振幅制限してAM分を取除いたのち、2段のトラップを用いて、局部発振周波数 80 Mc より低い周波数成分を減衰させ、周波数変換後に折返える成分を除いている。

以上のようにして、前節でのべた四つの原因によるビート妨害に対しては、除去対策を行なったことになり、E-E系(変復調系の変調入力から復調出力間)では副搬送波ビート妨害は取り除かれる。一方、録画再生の全系統においては、この他に、非直線特性を持った箇所からビート発生を見るおそれがあり、とくに VR 1000-A 形の場合には録画増幅器、および切換増幅器の一部を改修して、直線範囲を広くする必要がある。これらの対策を行なった場合には、録再生されたカラーバー信号についてもビート妨害は検知限以下となる。

第6図 変換形低搬送波 FM 変調器

第7図 高域変換形低搬送波FM復調器

リアクタンス管 発振管

第8図 広帯域FM変調器原理図

周波数変換形FM変調器

変調器の回路構成図にしたがってその機能を説明すれば、まず、 V_4, V_5 の 85Mc 帯の広帯域 FM 変調器で変調された FM 搬送波はつぎに設けられた V_6, V_7 のダイオード振幅制限器2段で AM 分を除去され、さらに、 V_8, V_9 のトラップ付中間周波増幅器2段で、折返しスペクトラム成分を除かれる。この変調部の周波数帯を 85Mc 帯とした理由をつぎにのべる。まず、変調部における中間周波数としては、高域変換に伴う難点を除くため、低搬送周波数の約 10 倍の 65Mc を選び、これに対して、変復調器間の相互干渉を防ぐため、それから 20Mc 離れた 85Mc 帯を変調部の周波数とした。もし、65Mc 帯から 20Mc 離れた 45Mc 帯を選んだ場合には、中間周波段におけるコイルおよび中間周波変成器などの呈するインピーダンスを十分小さくすることができず、変調信号がその間に十分減衰せず、3)の漏洩を除くことができないため、前記のように 85Mc 帯を選んだ。

周波数変調部は移相発振器にリアクタンス管を組合わせた広帯域リアクタンス変調器である。この回路の原理図は第8図に示すとおりで、 $C_1, C_2, C_3, L_1, L_2, R_1$ からな

る低域ろ波回路が発振器の陽極から制御格子への帰還回路となり、回路全体で 180° の位相差になるような周波数で発振を継続している。一方、回路の中間点で、約 90° 移相した A 点がリアクタンス管の制御格子に接続されており、リアクタンス管の g_m を変化させれば周波数変調できる。このように移相発振器とリアクタンス管とを組合せると普通のリアクタンス管周波数変換器を用いたものより最大周波数変移が大きくとれる特徴をもっている⁴⁾。変調器の実際回路においては第9図に示すように変調管の陰極とリアクタンス管の陰極とを接続することによってリアクタンス管の g_m を制御している。また第9図の回路においては、変調信号の低周波成分がリアクタンス管、および発振管の陽極負荷 R_1 に現われ、 C_3 を通じてリアクタンス管の制御格子に負帰還され、この負帰還ループ内の周波数特性が変調信号の中域における位相特性を悪くする原因となり、スミヤカーの原因となるため、 R_1 に並列にチョークを入れて、変調信号に対する負荷インピーダンスを下げる必要がある。一方、周波数変移は g_m に比例するので、変調特性を直線的にするために、リアクタンス管としては、バイアス電圧に対して g_m が直線的に変化する真空管が望ましく、6AU6、

第9図 広帯域FM変調器

第11図 周波数変調特性

←第10図 リアクタンス管の g_m 特性

第 13 図 制御格子電圧対 g_m 特性

6RR8 が適当である。これらの真空管の g_m 特性は第 10 図のとおりで、第 9 図の回路に入れた場合の変調特性は第 11 図で、いずれの場合も直線性のよい特性が得られ、VTR 用としては十分な周波数変位を得ることができる。

つぎに、振幅制限器、およびトラップ回路は復調器と同様な回路を用いた。この件については復調器の項で述べることにする。局部発振器は周波数安定度を向上させるため、格子入力側に比較的大きな容量を接続できるクラップ回路⁹⁾を用い、電源電圧、温度上昇に対して周波数変化の少ない回路とした。しかし、局部発振器を被変調発振器と全く同様な回路とし、周波数変動の方向が同方向であるようにして、変換された低搬送波の周波数変動を抑制する方法も考えられる。変調器の実際回路は第 12 図に示してある。

高域変換形 FM 復調器

復調器の回路構成は第 7 図に示したとおりで、まず低搬送波入力信号を $V_1 \sim V_3$ の増幅器で平衡した正、負極性の 2 信号に分離し、 V_4, V_5 の平衡形周波数変換器で 65 Mc 帯へ変換している。また、 $V_6 \sim V_8$ のトラップ回路では、局部発振器漏洩および局発周波数より低い成分を減衰させている。

つぎに、 $V_9 \sim V_{14}$ の振幅制限器を通過した 65 Mc 帯信号は、 V_{15}, V_{16} の FM 復調器で復調され、 V_{17}, V_{18} の出力増幅器から再生信号が送出される。

第 14 図

第 15 図 平衡形周波数変換器

このように、低搬送波信号を高い周波数帯へ周波数変換した場合に、局部発振器出力、および被変換信号である、低搬送波信号の通倍波が中間周波帯 (65 Mc 帯) へ飛び込むことを十分防止するため、平衡形周波数変換器を用い、かつ、その動作点を制御格子電圧に対して g_m の変化が直線的な範囲に選んだ。このような、直線 g_m 平衡形変換器についてつぎにのべる。

いま、制御格子電圧 ε_g に対して g_m 変化が第 13 図で示され、直線部分が近似的に (2) 式で示されるとする。

$$g_m = g_{m0}(1 + k\varepsilon_g) \quad (2)$$

制御格子に直流偏倚電圧 E_g と被変換電圧 $e_2 \sin(\omega_2 t + \varphi)$ 、および局部発振交流電圧 $e_1 \sin \omega_1 t$ が第 14 図のように加わっている場合を考える。

$$\varepsilon_g = E_g + e_1 \sin \omega_1 t + e_2 \sin(\omega_2 t + \varphi) \quad (3)$$

陽極から得られる電流を i_p とすれば

$$\begin{aligned} i_p &= g_m \varepsilon_g \\ &= g_{m0}(1 + kE_g)E_g + \frac{1}{2}kg_{m0}(e_1^2 + e_2^2) \\ &\quad + g_{m0}(1 + 2kE_g)\{e_1 \sin \omega_1 t + e_2 \sin(\omega_2 t + \varphi)\} \\ &\quad + 2kg_{m0}e_1 e_2 [\cos\{(\omega_1 - \omega_2)t - \varphi\} - \cos\{(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi\}] \\ &\quad + \frac{1}{2}kg_{m0}\{e_1^2 \cos 2\omega_1 t + e_2^2 \cos(2\omega_2 t + \varphi)\} \end{aligned} \quad (4)$$

となり、各入力信号の通倍波の数は、 g_m が 2 次以上の項を含む場合に較べて、きわめて少なくなる。また、このような周波数変換器を第 15 図のように平衡形に組合わせれば、合成された i_p においては、 e_1, e_2 の次の奇数項は互いに消去されて、(5) 式のようになる。

$$\begin{aligned} i_p &= 2g_{m0}(1 + kE_g)E_g + kg_{m0}(e_1^2 + e_2^2) \\ &\quad + 4kg_{m0}e_1 e_2 \cos\{(\omega_1 - \omega_2)t - \varphi\} \\ &\quad + 4kg_{m0}e_1 e_2 \cos\{(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi\} \\ &\quad + kg_{m0}e_1^2 \cos 2\omega_1 t + kg_{m0}e_2^2 \cos(2\omega_2 t + \varphi) \end{aligned} \quad (5)$$

したがって、十分平衡がとれていれば、(5) 式で示される成分以外のものは極めて少くすることができる。また、第 1 項、第 2 項の直流成分、第 5 項、第 6 項の第 2 高調波成分は中間周波増幅器の帯域外となって十分減衰され、また、第 3 項の影像周波数 $(\omega_1 - \omega_2)$ の成分は、パ

第16図
パイファイラートラップ

写真1
トラップ回路の特性

第17図 トラップの減衰量測定法

パイファイラートラップの一段と、振幅制限器の各段の制御格子側に入れられた直列共振トラップで減衰させられて、中間周波帯域内には $(\omega_1 + \omega_2)$ の希望信号だけを残すことができる。平衡変換管としては 6RR8 を用いれば第10図に示したように、 ε_g が $-0.5 \sim -1.5$ V の

第18図
ダイオードリミッタ回路

間は g_m が直線的に変化する。この直線範囲においては、(2) 式の g_{m0} , k はそれぞれ $g_{m0} = 27 \text{ mU}$ $k = 0.43$ とおくことができるため、(5) 式から得られる希望信号 (第3項) に対する変換コンダクタンスは、平衡変換器全体として 23.4 mU となる。また、このような直線性を保つためには、入力振幅が $-0.5 \sim -1.5 \text{ V}$ の間に収められるようにする必要がある。実際には、この状態で使用した場合、単球の場合に比較して、局部発振器出力の漏洩が約 30 dB 少なくなるにすぎず、したがって、その残留分は、つぎのパイファイラートラップ回路で十分減衰させることとなる。とくに、局部発振器出力が漏洩するような場合には、低搬送波のまま直接復調する従来の低搬送波 FM 復調器における搬送波漏洩と同じ妨害を起こし、2 節の 2) に相当するビート妨害の原因となるものである。したがって、かなりの減衰量が必要であると同時に、一方、低搬送波の中に含まれる低い周波数スペクトラム成分を減衰させないために、トラップとしては局部発振周波数 60 Mc では十分の減衰量を持つとともに、 60 Mc より高い周波数では、できるだけ低い周波数から十分立上る振幅周波数特性を持ったトラップを必要とする。このため、パイファイラートラップを用いた第16図のようなトラップ回路を各段の陽極負荷として用い、 60 Mc で十分減衰し、 60.4 Mc においては通過帯域と同じ振幅まで立上るよう調整することができた。ただ、この場合一段のトラップで $50 \sim 55 \text{ dB}$ の減衰量が得られ、減衰量としては十分であるが、減衰域の幅が狭く、局部発振周波数が変動した場合、減衰域から逸脱するおそれがあるため、局部発振出力用トラップとして同様な回路を3段設け、各段の周波数を約 20 kc 程度ずつずらせて減衰域の幅を広くした。その他に、映像周波数成分減衰用としては一段のトラップを設け、合計4段のトラップ回路とした。この場合、各段は 10 Mc の帯域をとることができないため、4段をスタガーに近い状態に調整し、4段で写真1のような帯域特性とした。パイファイラートラップに並列に入る抵抗 R_s は、トラップの減衰量最大になるように調整すると、 $300 \sim 400 \Omega$ となり、この状態で、一段当りの利得は約 6 dB

第19図 ダイオード振幅制限器振幅制限特性

第 20 図 変換形 FM 復調器

程度になる。つぎに、トラップの減衰量の測定は、まず、VHF 掃引信号発生器と、VHF 信号発生器 (SG) の出力を同時にトラップ回路の入力 (制御格子側) に入れ、帯域特性をオシロで観測し、まず、SG の周波数を帯域の中央近くにし、両信号発生器のレベルを適当にして第 17 図 (a) のようなビート波形を出してそのビート部分の振幅を測定する。つぎに、SG の周波数をトラップの位置に移すと、ビート振幅は減衰するから、SG の出力を増加して第 17 図 (b) のように (a) の場合と同一振幅になるようにすれば、このときの SG 出力の増加がトラップの減衰量となる。また、調整にあたって、減衰最大の周波数から通過域までの周波数間隔は、共振回路の Q によって大きく影響を受けるため、コイルの位置、および線の太さを十分注意して製作する必要がある。実際には $1\text{ mm}\phi$ の銅線を 4 mm 径の空芯コイルとし、 $2\sim 4$

回巻で同調はコイルの巻線間隔を変化してとった.

つぎに、局部発振器には周波数変動の少ないクラップ回路⁵⁾を用いており、調整後は局発周波数がトラップの減衰域から逸脱することは皆無であった。

振幅制限回路には 6RR8 で増幅し、ダイオードで振幅を制限する。第 18 図のような回路を 6 段用いた。ダイオードには 1N 270 (Low Impedance Fast Forward Switching Time 用として、Transitron Elect. Corp. から発売されているゴールドボンドダイオード) を用いて良好な結果を得た。1 号機においては振幅制限回路は 5 段 (うち、2 段は 1N 270、3 段は SD-16) としたが、その振幅制限特性は第 19 図のとおりである。測定法は 65 Mc を周波数変換器の制御格子に加え、FM 復調器の検波ダイオードを 1 個極性反転させ、AM 検波回路として、その整流電圧を測定し、振幅制限器出力電圧とした。

第 22 図 変復調器総合ビデオ対ビデオ周波数特性

ものである。横軸 0dB は 0.1V である。振幅制限器における IF トランスの調整に際しては、復調回路を AM 検波接続として、各段から VHF 掃引信号を入れて、順に後段から帯域特性の調整を行なうが、この場合ダイオードは各段とも接続した状態で、ダイオードにかかる電圧が p-p 0.3V 以下で調整すれば、障壁電圧のため、ダイオードは非導通状態で測定したこととなり、実際の動作中における信号通過時の状態に近い条件で調整したこととなる。写真 2 は前述の 4 段のトラップと振幅制限器を含めて測定した帯域特性で、振幅制限されている状態を示したものである（この写真は振幅制限部の各制御格子にトラップをつけない 1 号機のものである）。振幅制限器の各段には第 21 図に示すように、直列共振形のトラップを設け、影像信号成分をさらに減衰させており、この場合には写真 1 写真 2 の特性の左側の二つの山はさらに小さくなり、これがない場合よりさらに低い搬送波を安定に変復調できる。

FM 復調部は 2 重同調形のものを用いており、65 Mc 帯掃引信号を周波数変換回路から入れた場合の復調特性は写真 3 のとおりで、中間周波数帯域外、およびトラップの減衰域においては雑音の発生が見受けられる。つぎに V₁₇, V₁₈ の出力回路については、搬送波はすでにトラップで取除かれているため、復調回路の出力側には搬送波抑圧用の低域ろ波回路を必要とせず、復調後の通過帯域は十分広くとることができる点が変換形復調器の特徴で、この点でも従来の低搬送波復調器の欠点を取除いたものといえる。以上、復調器のおもな部分について説明したが、実際の回路は第 20 図、第 21 図のとおりである。この復調器の総合特性として、低搬送波の入力端子にビデオ掃引信号発生器を接続し、出力端子にオシログラフを接続して復調特性を観測した場合は、写真 4 の結果を得る。写真 5 は平衡変換器の平衡をずらせた場合の同様特性で、ビート発生のため周波数弁別特性がやや太くなった部分が見受けられる。

変復調器総合特性

以上のようにして製作調整された変調器、復調器を通

写真 8 変調器、復調器を通過した映像カラーバー

写真 9 旧アンペックス白黒用変復調器を通過したカラーバー映像

写真 10 変換形変復調器を用いたカラーバーの再生画

過した場合の映像信号は写真 6 のとおりである。この場合の変調状態は同期尖頭値の瞬時周波数は 4.75 Mc、白尖頭値瞬時周波数 6.8 Mc である。写真に見られるように解像度は 500 本程度が見られる。前記のように復調器には搬送波抑圧の低域ろ波器を必要としないため、瞬時周波数を上げるに伴って、変復調器を通じてのビデオ対ビデオの周波数特性が広がる点が本機の特徴となり、とくに白部分において解像度が向上する点から、白黒 VTR に用いても有利となる。実際に白尖頭値 7 Mc まで変調した場合には 500 本以上の解像力を得ることができる。変調器、復調器を通じての総合ビデオ対ビデオ周

写真11 変調器の外観

写真12 復調器の外観

波数特性は、第22図のとおりで、この場合の搬送波周波数は5.5Mcである。つぎに、写真7は変復調器を通過したカラーバー信号の波形で、この場合の変調状態は同期尖頭値の瞬間周波数4.75Mc、白尖頭の瞬間周波数6.8Mcで、写真8はその受像写真である。因みに、アンペックス1000形の変復調器を通過したカラーバー信号の受像写真を写真9に示してあり、前者においてはビートは完全に除去されていることがわかる。なおこの変復調器を用いたVTR再生画は写真10である。また、この変復調器を用いた場合、同期尖頭値7Mc白ピーク5.5Mcとする極性反転録画が可能で、SN比の改善が見られる。この変復調器を用いて線順次方式によるカラーVTR⁹⁾の録画再生を行なったが、ヘッド差、ビート妨害、その他の障害は除去され、きわめて良好な結果を得た。

その後、NTSC信号を直接録画するアンペックス方式によるカラーVTRにこの変調器、復調器を用いた場合も良好な結果が得られている。写真11、写真12は試作した変調器、復調器の外観でいずれも2号機である。最後に変換形変復調器の特徴をまとめればつぎのようになる。1) 副搬送波重畳伝送の場合ビートを発生しない 2) 直線性が広い範囲にわたってとりやすく過変調による反転現象が起りにくい 3) 搬送波を高くとれば、それに応じてビデオ対ビデオの通過帯域が広がる 4) 搬送波の漏洩がきわめて少ない (5) 極性反転録画が容易である。

む す び

カラー録画における副搬送波ビート妨害は、低搬送波の変復調器に特別な考慮を払うことによって除去することができることを報告した次第である。最近作られた3号機は、アンペックスのVR1000Bの変復調器とほぼ同一寸法で交換可能である。また、復調器における高域変換の方法は従来困難視されていただけに⁹⁾、新しい方法として他の方面にも利用できると思う。終りに、本研究に際し、御高配を頂いた三木部長、鈴木副部長、吉田主任に深謝する。

〔参考文献〕

- 1) Charles. E. Anderson; The Modulation System of the Ampex Video Tape Recorder, J.SMPTE 66, (1957. 04) 182~184
- 2) R. D. Thompson; FM Carrier Techniques In The RCA Color Video Tape Recorder National Convention Rec. Part 7, (1959) 109~116
- 3) 稲津稔: カラーVTR用低搬送波FM伝送におけるビート妨害とその対策, 電気四学会連大予稿, (1960)
- 4) 尾佐竹伸: FM通信, 通信工学講座, (1955), 26
- 5) J. K. Clopp; An Inductance-Capacitance Oscillator usual Freq. stability. P. I. R. E. (1948. 03)
- 6) Thomas Roddam; Bifilar-T Circuit. Wireless World. (1959, 02) 66, (1959. 03) 145
- 7) A. Hendry; Bifilar-T Trap, Electronic and Radio Eng. (1958. 07) 254
- 8) 鈴木, 吉田, 稲津: 色度線順次カラーVTRアダプター, 電気四学会連大予稿, (1960)
- 9) Charles E. Anderson, Joseph Rolizen; Color Videotape Recorder J.SMPTE 68, (1959. 10) 667~671
- 10) 稲津稔: カラーVTRにおける非直線ひずみとその対策, 通信学会誌 vol 44, No. 5, (1961. 05) p 162

マルコン=コンデンサ

東京電器株式会社

東京営業所 東京都中央区日本橋本町4丁目9番地 (東山ビル4階) 電話 (201) 代9494~6番

大阪営業所 大阪市北区綱笠町50番地 (堂島ビル721号室) 電話 (34) 8720