

FMステレオ放送の復調回路

FM Stereophonic Receivers and Adaptors

山 本 節 雄* 福 島 広*
Setsuo Yamamoto Hiroshi Fukushima

内 容 梗 概

GE-Zenith 方式による FM ステレオ放送の受信機において、立体信号復調回路の構成手法により、再生信号の品質の良否が決定される。これは主として低レベルで伝送されるパイロットキャリアを他の信号および雑音中より抽出し、サブチャンネル検波回路に供給されるサブキャリアの SN 比により決まる。それゆえ、サブキャリアの再生方式とその SN 比を向上させる手段について検討し、さらに検波方式によりサブキャリア中に含まれる雑音成分を抑圧し得ることを明らかにした。またこのような検波回路がもつ拘束が検波特性（主として分離度特性）に及ぼす影響を理論的に明確化し、これらの資料により検討されたステレオ信号復調器、MA-20 の回路の動作、性能などについて述べている。

1. 緒 言

立体信号の伝送方式として、従来中波帯を利用した二つの振幅変調 (AM) 電波によるステレオ放送が実用化され、また一つの電波による中波帯のステレオ放送⁽¹⁾も一部実験の段階にある。

しかし、中波帯そのものの性質と電波事情の悪化が超短波帯 (VHF 帯) の開拓を促し、今日 VHF 帯を利用した FM 方式による放送が実用化されつつあり、さらに 1 電波による立体信号の伝送方式が種々提案されて実用化されようとしている。わが国ではアメリカにおいて採用され、本放送にはいっている GE-Zenith 方式によってステレオの本放送が開始されることは決定的であり、一部実験電波が送信されている現状である。

さて、GE-Zenith 方式は立体情報として左 (L) と右 (R) の両信号を用い、和信号 (L+R) と差信号 (L-R) cos ωt を使って、これにより主搬送波を周波数変調して伝送し、受信機における復調器でこれを左 (L) 信号と右 (R) 信号に分離することができる。また、従来の FM 受信機では和信号 (L+R) のみを再生し得る仕組みになっているため、ステレオ再生にもモノラル再生にも十分な満足感を与え得る両立性 (Compatibility) を具備した伝送方式である。

このような単一波 FM ステレオ放送を受信するに当たって各種の問題が提起される。特に FM 検波後、複合信号および雑音中より低レベルで送られてくるパイロットキャリアを十分な SN 比で再生することが復調信号の良否を決定する。

ここではまず、サブキャリアを再生するに当たり、十分な出力レベルと AM 抑圧効果を持つ、ロックドオシレータ方式によりサブキャリアを再生し、さらにサブキャリア中に残存する AM 成分にตอบสนองしないダイオードスイッチによる検波回路とその特性について述べ、次にサブキャリアを再生するに際し、特別な振幅制限増幅器を用い、十分 AM 雑音を抑圧した後、信号の復調に利用する検波方式について言及する。

以上 2 種類の立体信号の検波方式はいずれも時分割検波方式⁽²⁾と呼ばれるものであるが、検波特性に影響する条件が多少異なっている。それゆえ、これらの相違を理論的に明確化することにより、最も重要な検波特性である分離度の最良値に関する数式を導き、ステレオ検波器の設計の指針を示した。

なお、GE-Zenith 方式は周波数分割形の多重伝送方式であるが、また一種の衝撃波振幅変調 (P. A. M) による多重伝送方式としても説明できることを述べ、本論に入ることとする。

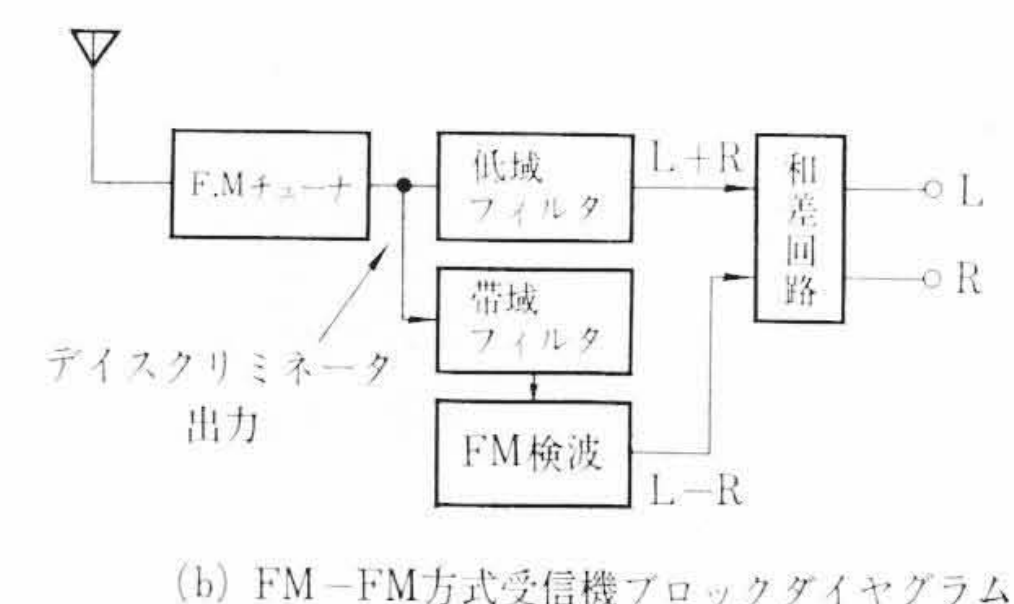
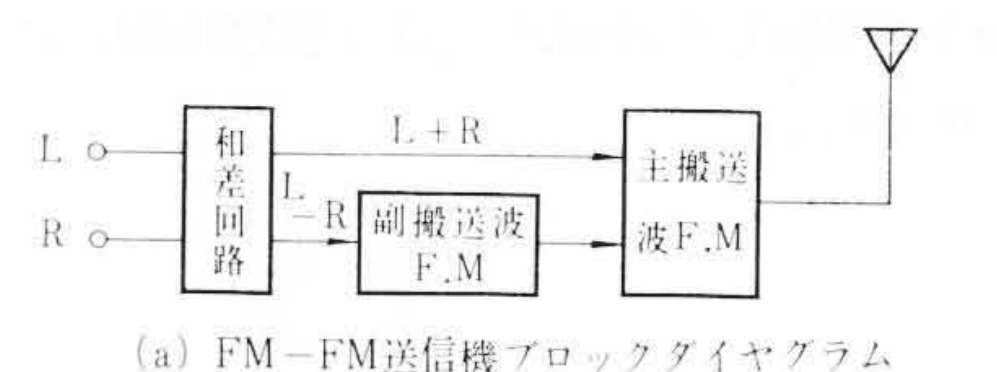
2. FM ステレオ放送方式の概要

数多くの FM ステレオ放送方式が提案され、論議されたが、これらのうちの主要方式をまとめ諸特性を比較したものが第 1 表である。

第 1 表 FMステレオ放送主要方式の比較一覧表

変調方法	該当する方式	副搬送波周波数 (kc)	副チャンネルの副搬送波に対する最大変調度	主チャンネルの主搬送波に対する最大変調度	副搬送波の主搬送波に対する最大変調度	音声帯域幅 (kc)		主チャンネルレベル損失 (SM) (dB)	副チャンネルの S/N 低下量 (主チャンネル 75 kc 偏移に対して) (dB)	右または左チャンネルの S/N 低下量 (SS) (dB)
						主チャンネル	副チャンネル			
FM-FM		50	±25 kc	±52.5 kc 70%	±22.5 kc 30%	15	15	3	19.5	16.5
FM-FM	クロスビー	50	±25 kc	±37.5 kc 50%	±37.5 kc 50%	15	15	3	15	12
AM-FM	GE-Zenith	38 (パイロット 19 kc)	搬送波抑圧 AM 両側波帯	90%	90%	15	15	1	23	20
PAM-FM	ムラードラウエ、オプタシメンス	サンプリング周波数 32.5 35 30		75% 66%	25% 25% 66%	15	15	約 5 2.5 3.5	32 17.5	20 29 14.5
Code 方式	バーンバル	22	±500 c/s	90% ±67.5 kc	10% (±25 kc)	15	100 c/s	1		1

注：(SM) はステレオ送信のモノ受信，(SS) はステレオ送信のステレオ受信を意味する。



第 1 図 FM-FM ステレオ送、受信方式説明図

* 日立製作所横浜工場

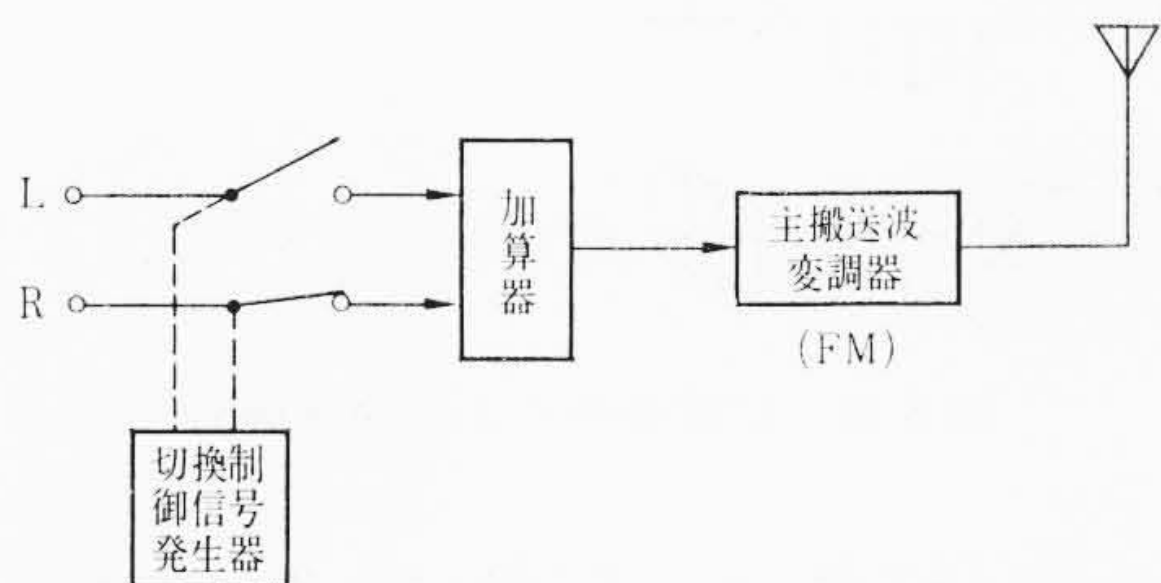
る。この表をさらに集約すると次の2方式に大別できる。

(1) FM-FM方式 これは1953年にM. G. Crosby⁽³⁾によって提案されたもので第1図に示すように立体情報として左(L)と右(R)の信号を用い、和(L+R)と差(L-R)の信号を作って、差信号により副搬送波を周波数変調するため、主搬送波への変調入力第1図(C)のような変調波帯を形成する。この場合、和信号と副搬送波とのレベルを変更することによってさらに各種の方式が派生する。

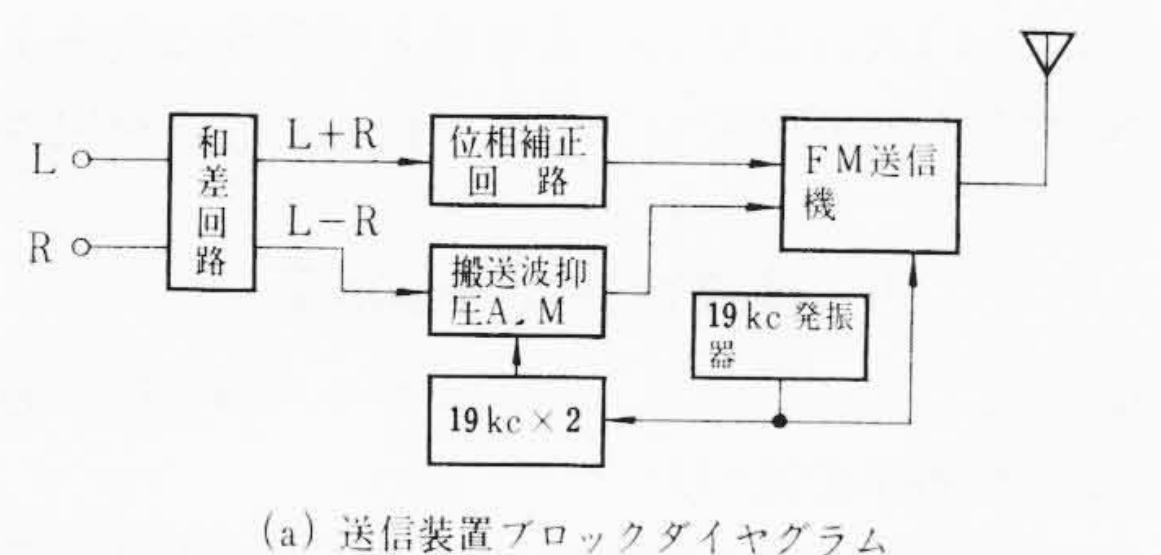
また、Crosby方式では和信号と副搬送波のレベルを等しく取っているため、和信号のみを受信するとき6dBのレベル損失がある。しかし第1表からも明らかなように、ステレオ信号を送信し、ステレオ信号を再生する場合は後に述べるAM-FM方式よりすぐれている。なお第1図(b)はFM-FM方式受信機のブロックダイヤグラムであるが回路構成は多少複雑化する傾向にある。

そのほか、FM-FM方式において注目すべき伝送方式としてパージバルの提案したCode方式がある。この方式は和(L+R)信号のほかに左(L)と右(R)の信号より立体情報を抽出し、伝送系の占有帯域を圧縮しようとしたもので考え方としてはすぐれているが受信機が非常に複雑化するため実用化にはほど遠い感じがする。

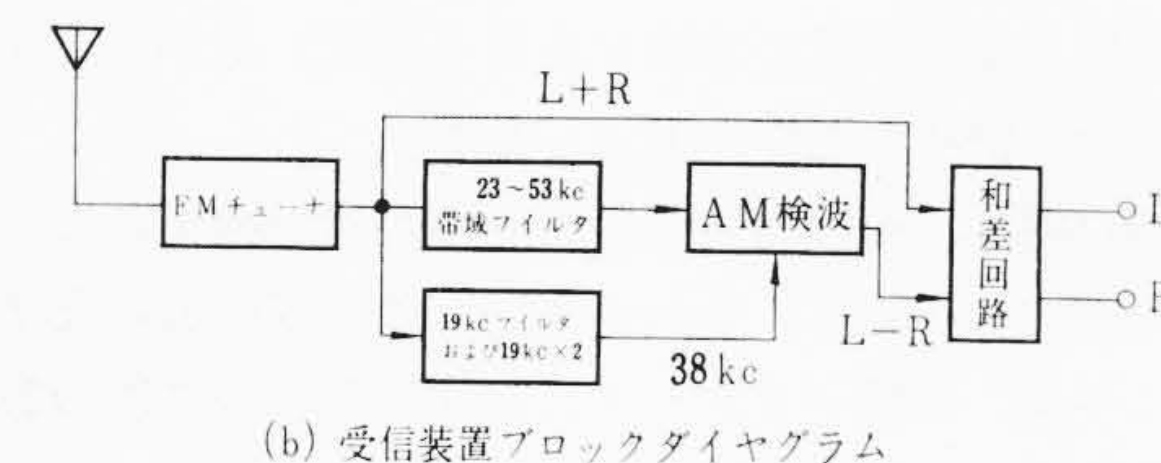
(2) AM-FM方式 まずムラード、シーメンス社などの提案によるPAM-FM方式は第2図に示す原理にしたがって、時分割により左(L)と右(R)の信号を抽出し、主搬送波の変調器に加えられ、伝送される。



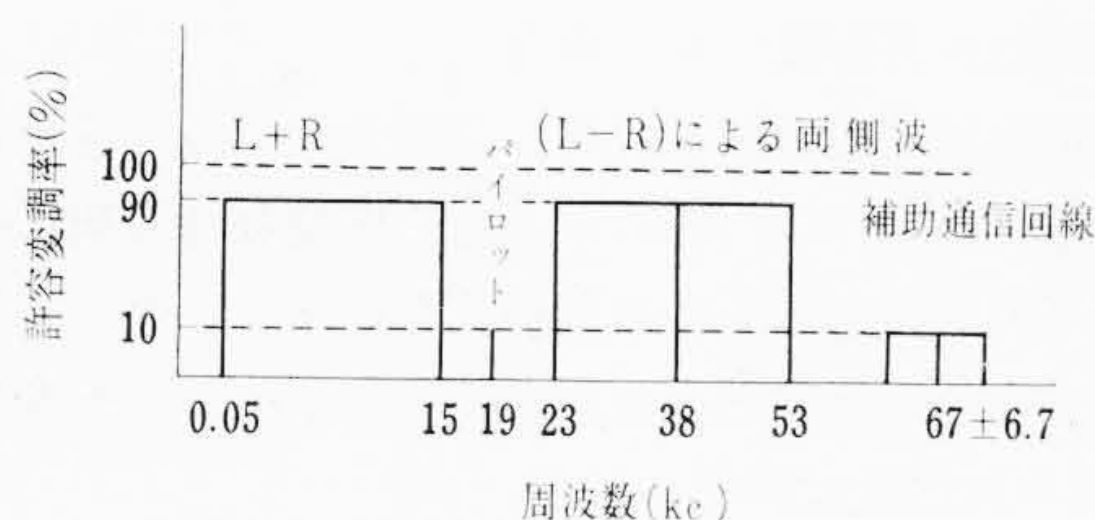
第2図 PAM-FM 変調方式ブロックダイヤグラム



(a) 送信装置ブロックダイヤグラム



(b) 受信装置ブロックダイヤグラム



(c) GE-Zenith方式の周波数スペクトラム

第3図 GE-Zenith方式によるFM-ステレオ送受信装置説明図

この方式の復調回路はFM-FM方式と同様に多少複雑になるということと、伝送系の占有帯域が大きくなるという理由から、次に述べるGE-Zenith方式のほうが伝送方式としてすぐれ、かつPAM-FM方式の帯域圧縮形とほぼ等価であるため、これはGE-Zenith方式の開発過程とみられる。

GE-Zenith方式はクロスビー方式と同様に和差方式による両立性立体信号伝送方式であって、変調信号のスペクトラムは第3図(C)に示される。また送受信機のブロックダイヤグラムは原理的には第3図(a),(b)で構成することができる。第3図から明らかなように、左(L)と右(R)の信号により和、差信号を作り、差信号により副搬送波を搬送波抑圧振幅変調する。さらに受信時に搬送波を再現させる必要があるためパイロット信号を用いる。なお、第2表はアメリカのF.C.C.において決められたGE-Zenith方式の放送規準であって、わが国の場合もほぼこれに準拠する。

3. 検波方式の分類とその原理の説明

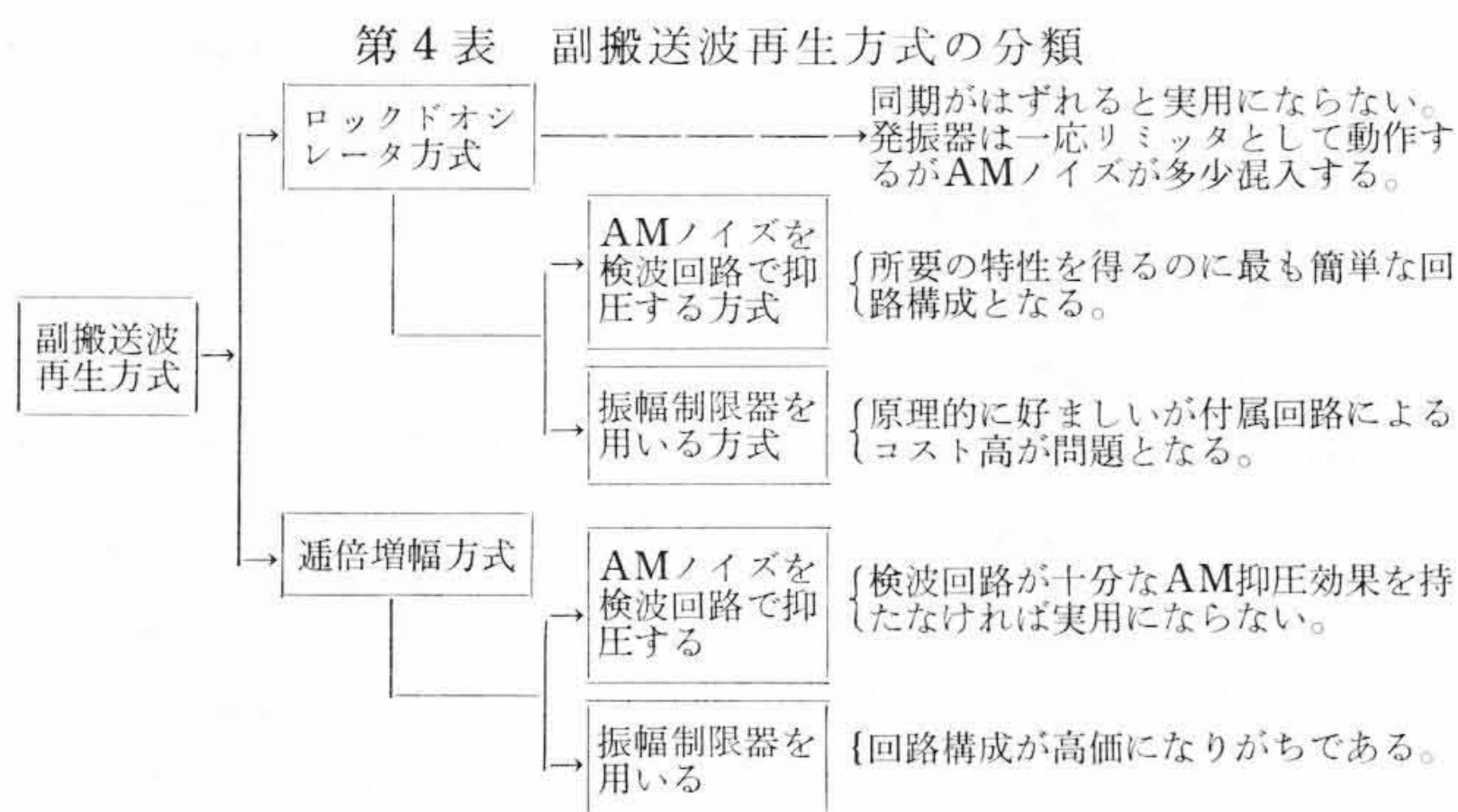
GE-Zenith方式によるステレオ信号の検波方式は大きく分類して周波数分割方式と時分割方式に区別され、さらに第3表のように細分することができる。これに関連して問題になるのは低レベルで伝送されたパイロットキャリアを複合信号および雑音中より抽出し、サブキャリアとして再生する方式である。なおサブキャリアの再生方式について分類し、その利害特失を列挙したのが第4表である。

第2表 アメリカにおけるステレオ放送標準規格

主チャンネル	
A	主チャンネル変調信号……………(L+R)
B	プリエンファシス……………75 μsec
C	(L+R)による主搬送波の変調……………90%
	補助通信を行なう場合……………80%
パイロット信号	
A	パイロット信号……………19 kc±2 c/s
B	パイロット信号による主搬送波の変調……………8~10%
ステレオ用副チャンネル	
A	副チャンネル変調信号……………(L-R)
B	プリエンファシス……………75 μsec
C	(L-R)による38 kcの搬送波抑圧AM波による主搬送波の変調……………90%
	補助通信を行なう場合……………80%
D	副搬送波周波数……………38 kc±4 c/s
E	搬送波抑圧比……………-40 dB以下
複合変調	
A	主チャンネルと副チャンネルの振幅偏差……………±3.5%
B	主チャンネルの変調信号と副チャンネルの変調信号のエンベロープとの位相差……………±3°
C	分離度……………29.7 dB
D	主チャンネルから副チャンネルへの漏話および副チャンネルから主チャンネルへの漏話……………-40 dB以下
補助通信用副チャンネル	
A	補助通信用副搬送波による主搬送波の変調……………10%
B	補助通信変調方式……………周波数変調
C	補助通信チャンネルより50 c/s-53 kcへの漏話……………-60dB

第3表 検波方式の分類とその特長

		特長
GE-Zenith方式ステレオ信号の検波方式	時分割形検波回路	サンプリング波形が方形波の場合 { 回路が簡単である。しかし、分離度補正が必要。
		サンプリング波形が正弦波の場合 { 回路が簡単であるがパイロットに含まれるノイズが混入しやすい。
	周波数分割形検波回路	サンプリング波形がインパルスの場合 { 波形発生回路が複雑であるが分離度が高く、理想的検波が可能。
		エンベロープ検波 { 回路は簡単であるがノイズに弱く、分離度調整が複雑である。
		レシオ形検波 { 回路が多少高価になるがノイズに強い。しかし分離度調整が必要。



(1) 周波数分割方式による検波

第3図の変調方式のブロック図および変調周波数スペクトラムにより明らかなように理想伝送系を通してFM検波された出力は次式で示される。

$$F(t) = (L+R) + (L-R)\cos\omega t + A\cos\frac{\omega}{2}t \dots\dots\dots (1)$$

ここに $\omega: 2\pi f$ ($f=38\text{kc}$) A は定数

これは周波数分割形の複合信号であるから、第3図(b)に示すブロック図により構成される回路によって容易に検波可能である。

(2) 時分割方式による検波

まず時分割方式によって前記GE-Zenith方式の立体信号が得られることを述べ、これにより時分割検波回路が可能であることを説明する。

第4図(A)は時分割方式によるFMステレオ信号発生器のブロックダイヤグラムであり、スイッチ S_1 と S_2 はおのおの38kcで開いたり閉じたりして、その開く時間と閉じる時間は交互に行なわれる。したがって加算器の入力として L 信号および R 信号のパルス振幅変調波が得られる。

以上の動作を第5図に示すように数式的に取り扱えば、

$$\begin{aligned} f(t) &= L \cdot S_1(t) + R \cdot S_2(t) \\ &= \frac{1}{2}(L+R) + \frac{2}{\pi}(L-R)\cos\omega t + \frac{2}{3\pi}(L-R)\cos 3\omega t \\ &\quad + \frac{2}{5\pi}(L-R)\cos 5\omega t \dots\dots\dots (2) \end{aligned}$$

であるから(2)式の第3項以下を除去し、適当な周波数特性補正回路を通し、19kcのパイロット信号を重畳すれば、(1)式と同じ信号を得ることができる。

以上GE-Zenith方式によるステレオ信号が2チャンネルの正負のパルス振幅変調方式により得られることが立証された。

次にこの変調原理により、時分割形の立体信号検波器が構成できることを説明し、その問題点を提起する。

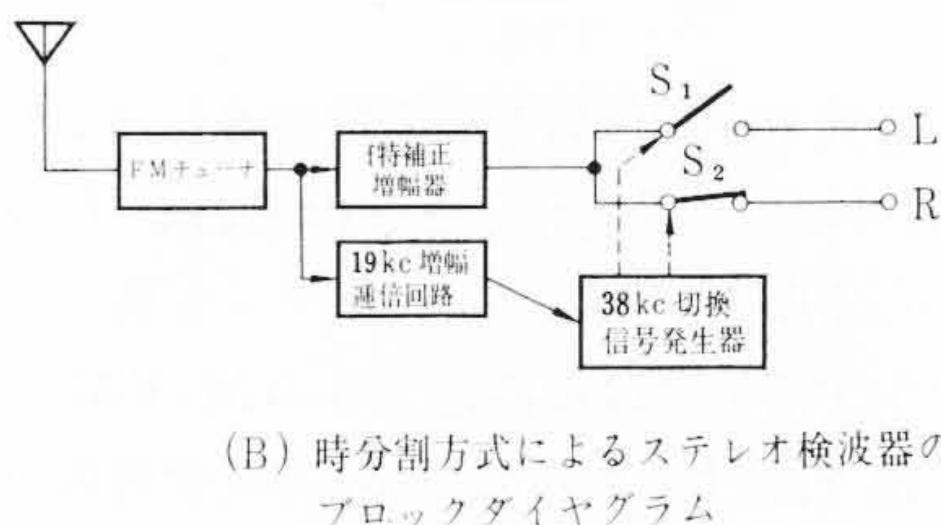
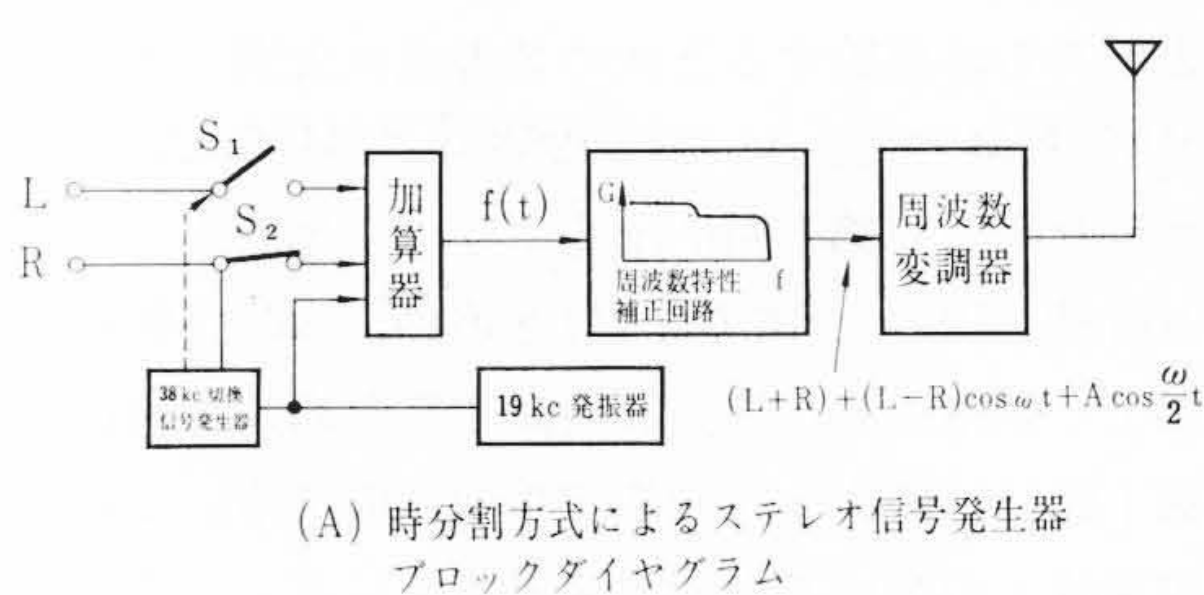
第4図(B)のFM検波出力として(1)式と同じ複合信号が再生される。(1)式の第2項、 $(L-R)\cos\omega t$ のみに適当な重み、 α のかかる回路を通し、第3項を除去すれば

$$f'(t) = (L+R) + \alpha(L-R)\cos\omega t \dots\dots\dots (3)$$

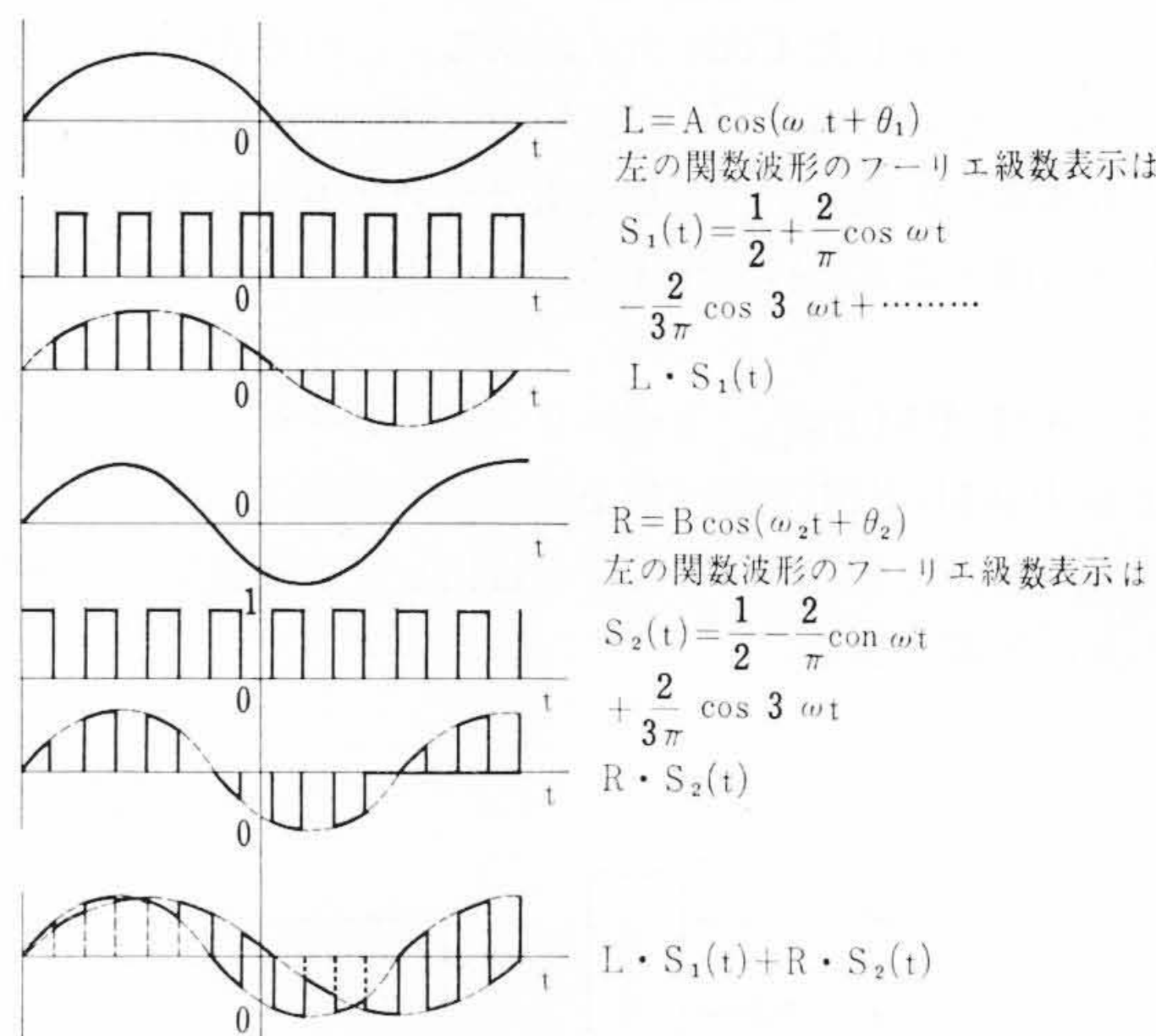
となる。次に $f'(t)$ をスイッチ、 S_1' および S_2' でゲートすれば、次式で表わされる演算が行なわれる。

$$\begin{aligned} f'(t) \times S_1(t) &= \{(L+R) + \alpha(L-R)\cos\omega t\} \\ &\quad \times \left\{ \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\cos\omega t - \frac{2}{3\pi}\cos 3\omega t + \frac{2}{5\pi}\cos 5\omega t \dots\dots \right\} \\ &= \left(\frac{\pi+2\alpha}{2\pi} \right) L + \left(\frac{\pi-2\alpha}{2\pi} \right) R + \frac{\alpha}{\pi}(L-R)\cos 2\omega t + \dots\dots \\ &\dots\dots\dots (4) \end{aligned}$$

同様にして



第4図 時分割方式による送受信機ブロックダイヤグラム



第5図 切換動作による演算機構

$$\begin{aligned} f'(t) \times S_2(t) &= \left(\frac{\pi+2\alpha}{2\pi} \right) R + \left(\frac{\pi-2\alpha}{2\pi} \right) L + \frac{\alpha}{\pi}(L-R)\cos 2\omega t + \dots\dots \\ &\dots\dots\dots (5) \end{aligned}$$

であるから、(4)式および(5)式の第2項が0になるように α を選び、低域濾波器を通せば L および R の信号が分離検出される。

4. 検波特性の理論計算

前記説明は主として切換波が180度のパルス幅を持つ方形波について原理的な分離動作を述べた。

これは(1)式で表示される複合信号に対し、方形波を発生させ、この発生関数と複合信号の非線形演算(掛算)がかようなゲート方式による時分割検波の動作と考えられる。

実用回路の場合、検波回路の構成条件が持つ拘束により、発生関数に種々の制約を与える。それゆえ、回路構成の簡単な2種の実用検波回路につき、各種パラメータに対する分離度特性の数式とその計算値による図表を以下に示す。

(1) 切換波形が方形波である場合

(1)式で示される複合信号に対し、主チャンネル信号レベルと副チャンネル信号のレベル比が α となる周波数特性補正回路を通し、発生関数が方形波となる時分割検波を行なうとき、方形波の位相と副チャンネルの変調波との位相は等しく、 α のみを変数として分離度 S_p を求めれば次式が得られる。

$$S_p(\alpha) = 20 \log \left| \frac{\frac{1}{2} + \frac{\alpha}{\pi}}{\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{\pi}} \right| \text{ (dB)} \dots\dots\dots (6)$$

また、方形波の位相と副チャンネル変調波との位相差 ϕ を変数とし、上記 α をパラメータとして分離度を求めれば

$$S_p(\phi) = 20 \log \left| \frac{\frac{1}{2} + \frac{\alpha}{\pi} \cos \phi}{\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{\pi} \cos \phi} \right| \text{ (dB)} \dots\dots\dots (7)$$

となる。ここで分離度、 S_p が 20 (dB) 以上になるための α および ϕ の条件を求めるには (7) 式において $S_p \geq 20$ になる不等式を解けばよい。計算結果は次式のものであって、分離度を 20 (dB) 以上取るには、 α 、 ϕ に関して (8) 式を満足するように設計しなければならない。

$$\frac{9\pi}{22} \leq \alpha \cos \phi \leq \frac{11\pi}{18} \dots\dots\dots (8)$$

(2) 切換波形が半波整流波である場合

発生関数が半波整流波形である場合の演算を(6)式の場合と同様、 α を変数として求めると次式のようになる。

$$S_p(\alpha) = 20 \log \left| \frac{\frac{1}{\pi} + \frac{\alpha}{4}}{\frac{1}{\pi} - \frac{\alpha}{4}} \right| \text{ (dB)} \dots\dots\dots (9)$$

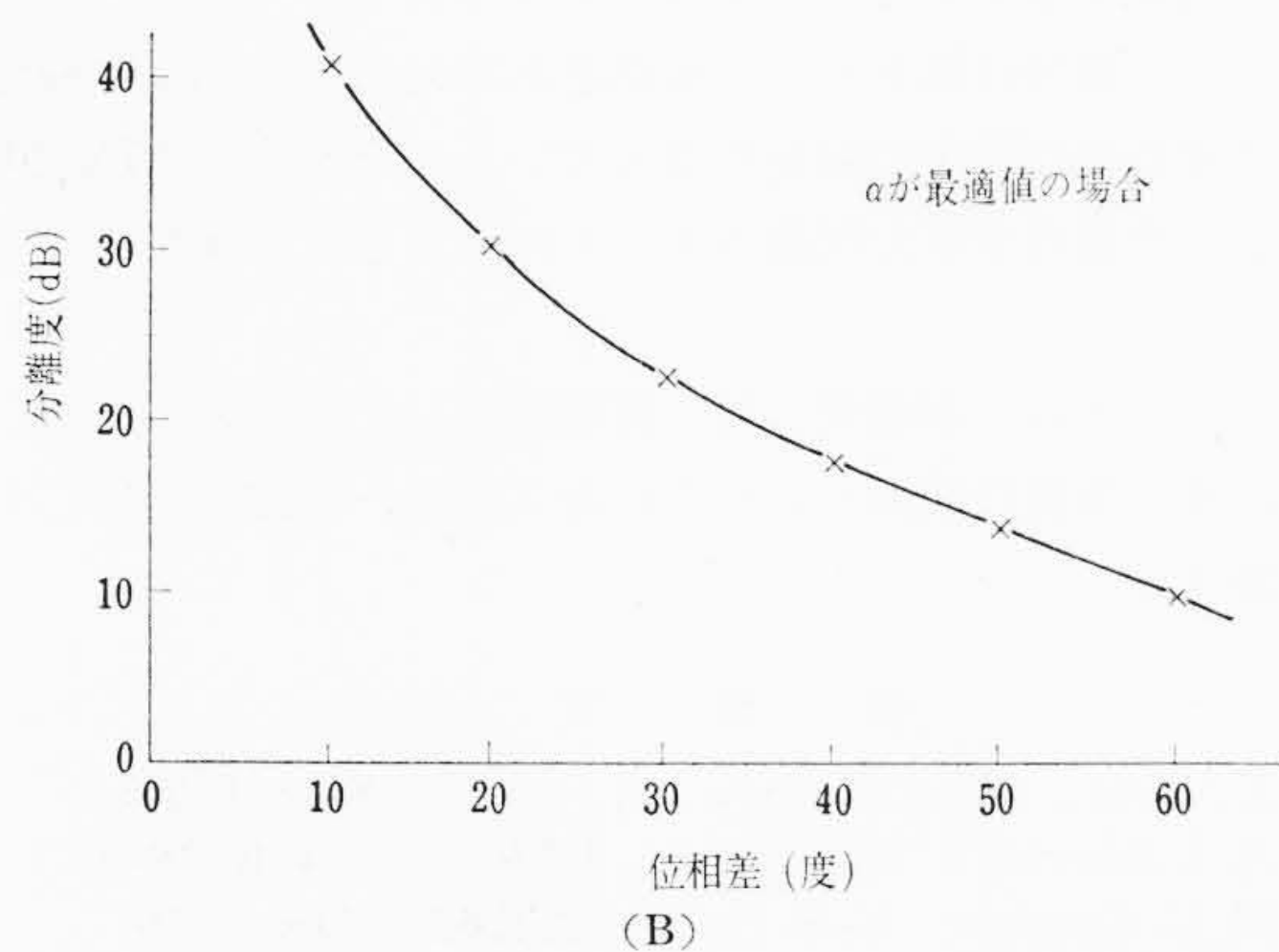
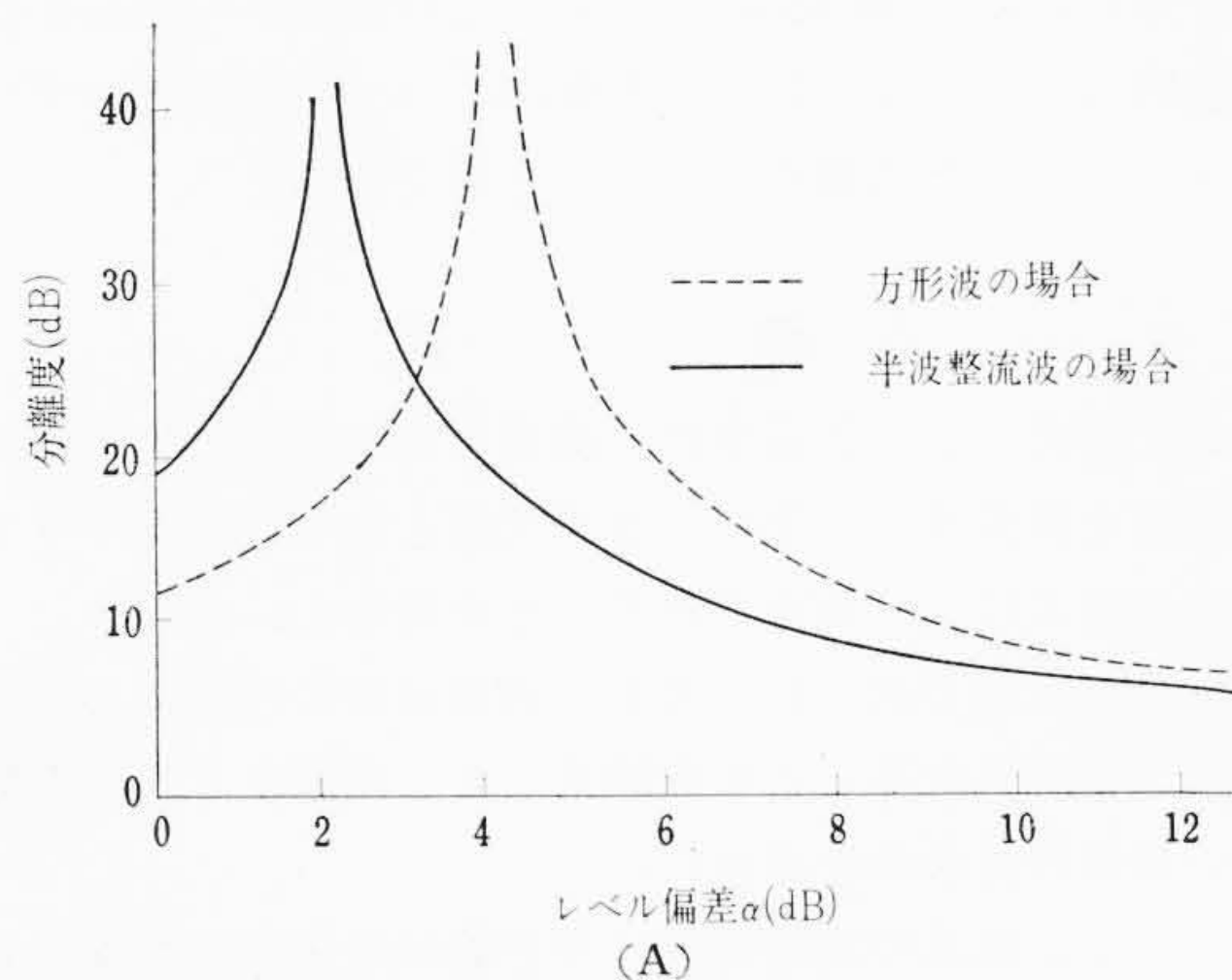
また、(7)式に対応する計算式は

$$S_p(\phi) = 20 \log \left| \frac{\frac{1}{\pi} + \frac{\alpha}{4} \cos \phi}{\frac{1}{\pi} - \frac{\alpha}{4} \cos \phi} \right| \text{ (dB)} \dots\dots\dots (10)$$

であり，さらに分離度 20 (dB) 以上の条件に対し，次式が対応する。

$$1.27 < \alpha \cos \phi < 1.92 \dots\dots\dots (11)$$

第6図(A)は(6)式および(9)式のグラフであり、第6図(B)は(7)式において $\alpha=\pi/2$ 、また(9)式において $\alpha=4/\pi$ と置いた場合の位相差に対する分離度特性を示したものであって、グラフは全く一致する。



第6図 レベル偏差および位相差に対する分離度特性

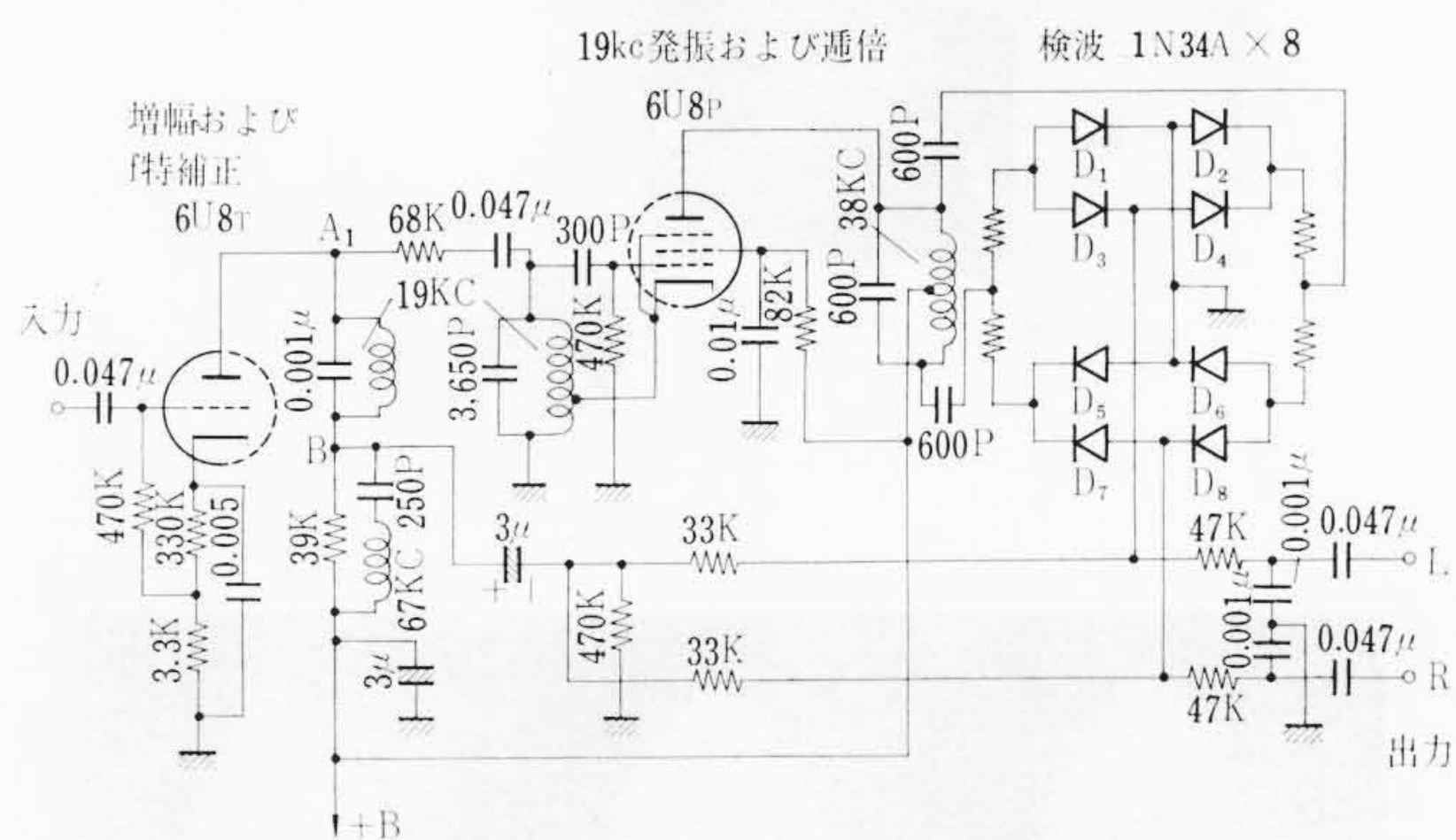
5. 実用装置の構成とその特性

ここでは理論的にも回路構成上にも有利な時分割形検波装置 MA-20 について述べ、ついで再生サブキャリアの振幅制限特性をもつ回路例について概説する。

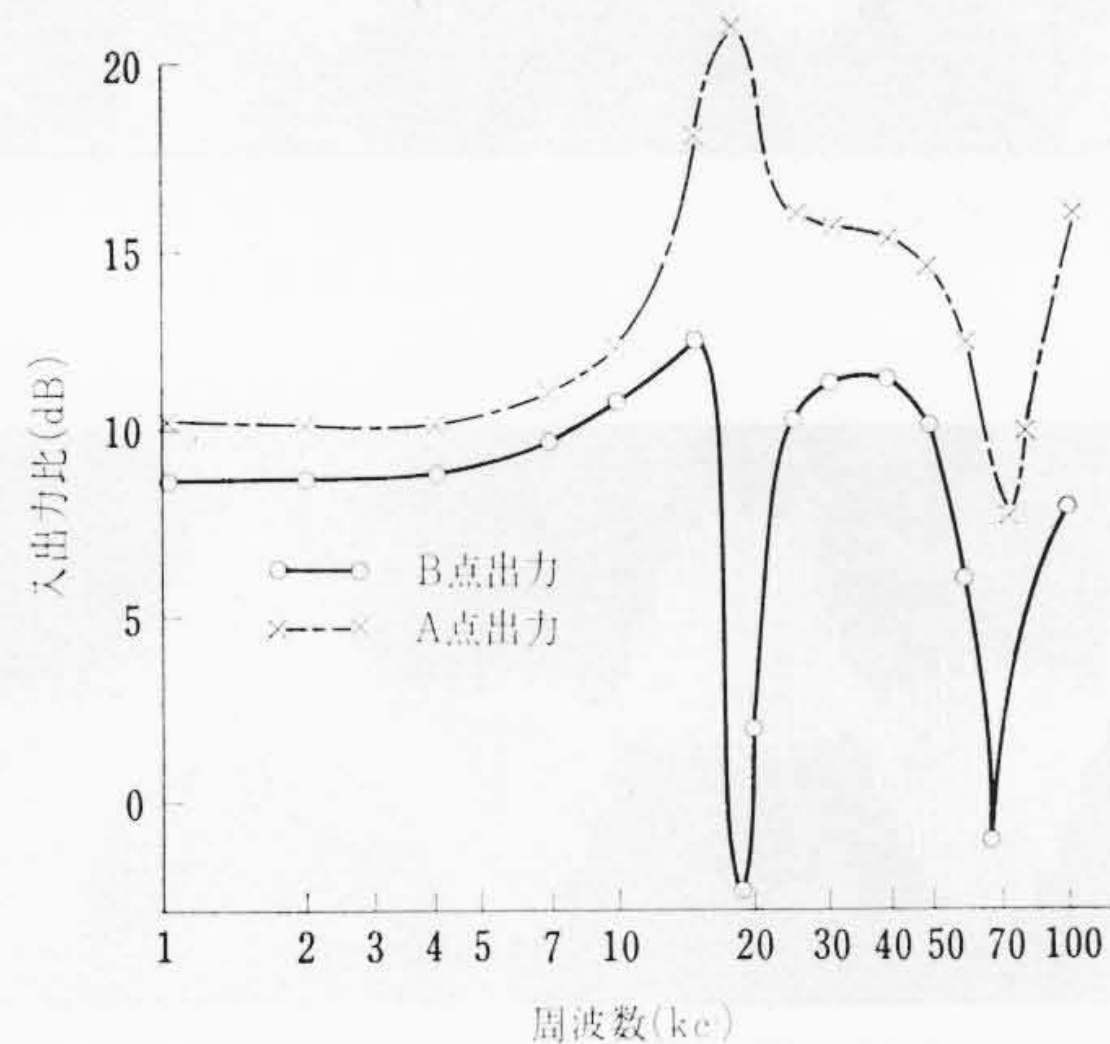
(1) 切換波が方形波の検波器, MA-20

第7図は本装置の回路であり、第11図の写真は本装置の全景である。また第8～10図はMA-20の諸特性であり、第12～14図の写真は各部波形である。

MA-20の回路図につき、動作を簡単に説明すると、6U8の3極部は陰極にそう入されたCRと陽極負荷として用いられたLCRにより第8図のような周波数特性補正増幅を行なう。6U8の5極部は19kcの発振を行なう回路であって、その陽極負荷に38kcの同調インピーダンスが存在し、サブキャリアを再生する。 $D_1 \sim D_4$ 、 $D_5 \sim D_8$ はおのおの一組の電子スイッチであって、方形波の発

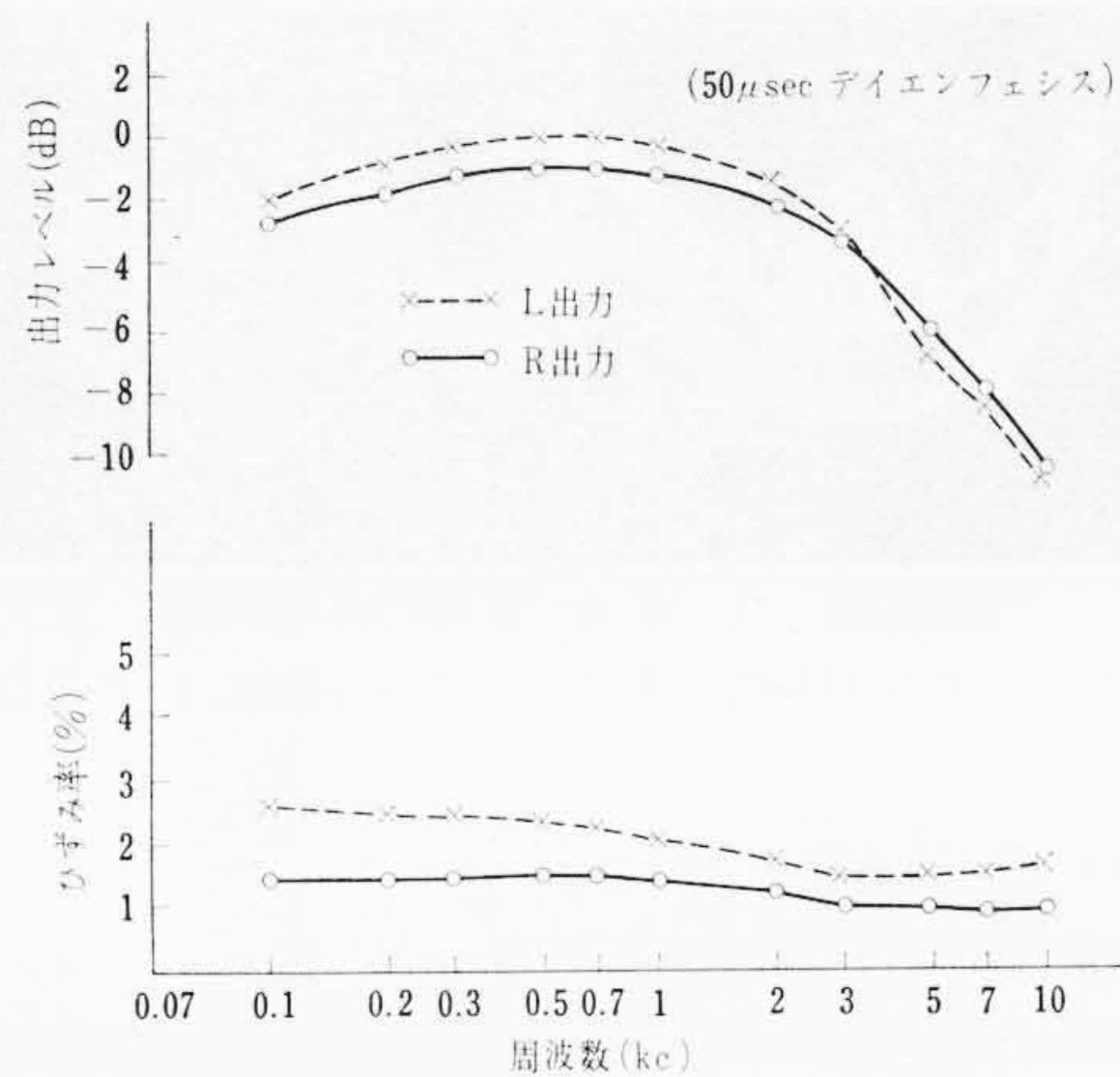


第7図 切換波が方形波の場合の検波回路



第 8 図 増幅回路の周波数特性

(第7図の回路図におけるA点およびB点に対する周波数特性を示す。)



第9図 ひずみ率および出力周波数特性

