

VHF-FM 用 位 相 変 調 方 式 に 就 い て

長 浜 良 三*

Phase Modulation System for VHF-FM Radio Sets

By Ryozi Nagahama

Totsuka Works, Hitachi, Ltd.

Abstract

Afforded an opportunity by the establishment of the very high frequency police radio telephone system in the postwar period, the study and manufacturing of VHF-FM radio sets have taken vigorous strides bringing the apparatus rapidly into practical use. And its success in practical applications naturally resulted in the public recognition of excellent merit of FM communication system capable of low noise communication using relatively small power. The era of medium and small-sized VHF-FM radio sets for single channel telephone service has already made its promising start.

The article treats of the frequency modulation system which constitutes an important factor in transmitters for this type of communication. The writer relates of the results of his investigation and study of five varied systems of the transmitter frequency circuits system which are generally conceded to be most useful, i.e. Armstrong's system, vector-sum system, bridge system, reactance tube system, and double tuned circuit system.

〔 I 〕 緒 言

戦後、警察のパトロールカー用のポリスラジオや新聞社の取材用プレスラジオ等の活躍、最近は東海道線を走る特急や横浜、神戸港等の船舶からも自宅などへ市内電話よりも更に雑音の少い極めて良質の通話ができるようになり、これらがすべて超短波 FM 通信により可能になったことは、無線通信の専門家でなくても通信に若干の関心ある人ならば常識となつている。

1936 年米人 E.H. Armstrong 氏が周到な実験により雑音軽減効果の事実を実証し⁽¹⁾、全世界の通信技術者の注目を集中する所となつた周波数変調 (FM) 通信も、我が国に於ては戦前から戦時中までの間写真電送やその他一部の特殊機器に使用されたのみで余り発展はなかつた。1948 年連合軍司令部の指示により米国の施設を参考として劃期的な FM 式超短波警察無線電話網の建設計画がたてられ、製造業者はこの計画に使用される FM 無線

機の研究試作⁽²⁾を行い完成した。これがこの種通信機器製作の契機となり、実用されるに及んで比較的小電力による低雑音通信を行い得る FM 通信の真価が確認され、国家経済力の向上と共に、現在は単通話路電話通信用の小、中型 FM 無線機を使用した警察、消防、新聞、電力、鉄道、港湾、漁業、一般官庁、会社、個人等の通信連絡用 FM 通信は完全な実用時代となつた。又他方超短波帯乃至極超短波帯における多重通信、テレビジョン放送、中継用としての FM 通信機も戦後着々として研究、試作が進められこの種通信系も次第に実用期に入る機運にある。

このように有用な FM 通信を行う通信機器の主な技術的要素は送信機側では、発振、周波数変調、周波数通倍、超短波増幅又は極超短波発振増幅の各回路があり、受信機側では、超短波又は極超短波増幅、周波数変換、中間周波増幅、振幅制限、復調の各回路がある。これら各回路のどの一つを採り上げても大きな研究対象であるが、こゝではその内 FM 通信機の根本である FM 波

* 日立製作所戸塚工場

発生を行う周波数変調方式に就いて、現在最も数多く実用されている比較的小規模な装置により、音声帯域（300～3,000 $\sim$ ）のみを変調すれば足りる超短波 FM 送信機に關したものを紹介して大方諸賢の参考に資することにする。

〔II〕 位相変調回路に依る周波数変調に就いて

FM 放送のように変調特性を高忠実度にするために、自励発振回路にリアクタンス管回路を並列接続した所謂リアクタンス管方式により比較的深い純粋な周波数変調を行うと同時に、発振周波数安定化のために可成複雑な自動周波数制御回路を附加した変調回路は緒言に述べた小、中型連絡用 FM 送信機には装置が膨大となり不適當である。そこで比較的簡単に周波数変調に近い変調波を得るために、位相変調回路に極く単純な附加回路を附けた水晶発振による安定な搬送波に位相変調を与える変調回路を使用するのが得策である。

変調周波数を f_m kc, 周波数偏移を $4f$ kc, 位相偏移を m ラジアン とすれば

$$4f = mf_m \dots\dots\dots (1)$$

となる。 m が f_m に逆比例して変化するとき、 $4f$ は一定となつて純粋な周波数変調波が、 m が一定のときは $4f$ は f_m に比例して変化し純粋な位相変調波がそれぞれ得られるが、簡単な位相変調回路に於ては m の最大値に限度があつて、 f_m の低い部分（例えば 300～1,000 $\sim$ ）の範囲では $4f$ を一定（例えば最大周波数偏移 ± 15 kc）にすることが困難であつて、この範囲では位相変調波となり、 $4f$ は最大周波数偏移に達しない。 f_m の高い部分（例えば 1,000～3,000 $\sim$ ）の範囲では変調入力回路にその出力が f_m に逆比例する附加回路を挿入することにより容易に $4f$ 一定の周波数変調波を得ることができる。結局 f_m の低い範囲は高い範囲に比べて変調の深さの浅い周波数変調波が得られることになり、純粋な周波数変調波ではないわけである。しかし乍ら音声の明瞭度を支配するものは f_m の比較的高い部分（1,000 $\sim$ 以上）であるから、前述した音声変調用の通信機としてはこれで十分に目的を達することができるので、直接水晶制御による FM 送信機の大部分が位相変調回路を変調回路としている。以下主として上述の目的に使用する位相変調回路を中心に、筆者の行つた調査、研究を基にして若干の説明を加える。

〔III〕 アームストロング位相変調方式

（1） 原 理

この変調方式は緒言にも述べた通り、今日の周波数変

調の基礎を打ち立てた FM の父とも称すべき Armstrong 氏の提唱した方式であつて、水晶発振器出力を平衡変調器を有する回路で位相変調を行う方法である。即ち水晶発振器より得た振幅変調波の搬送波と 90 度移相した上下両側帯波とを合成して位相変調波を得る。

振幅変調の変調度を k_a , 変調周波数を $p_m/2\pi$, 搬送周波数を $\omega_0/2\pi$ とすると搬送波振幅 E_0 の振幅変調波 e_a は

$$e_a = E_0 \sin \omega_0 t + \frac{k_a}{2} E_0 \cos (\omega_0 - p_m) t - \frac{k_a}{2} E_0 \cos (\omega_0 + p_m) t \dots\dots\dots (2)$$

変調回路に於てこの第1項（搬送波）をそのままとして、第2項（下側帯波）および第3項（上側帯波）を移相回路でそれぞれ $\pi/2$ 宛回転して再び加え、 $k_a \ll 1$ なる条件を入れれば

$$\tan^{-1} k_a \sin p_m t \approx k_a \sin p_m t \dots\dots\dots (3)$$

となり (3) の条件を入れ整頓した後、 e_a の振幅変調分が全く除去されたとし、 $k_a = m$ とおけば、

$$e_a' = E_0 \sin (\omega_0 t \pm m \sin p_m t) \dots\dots\dots (4)$$

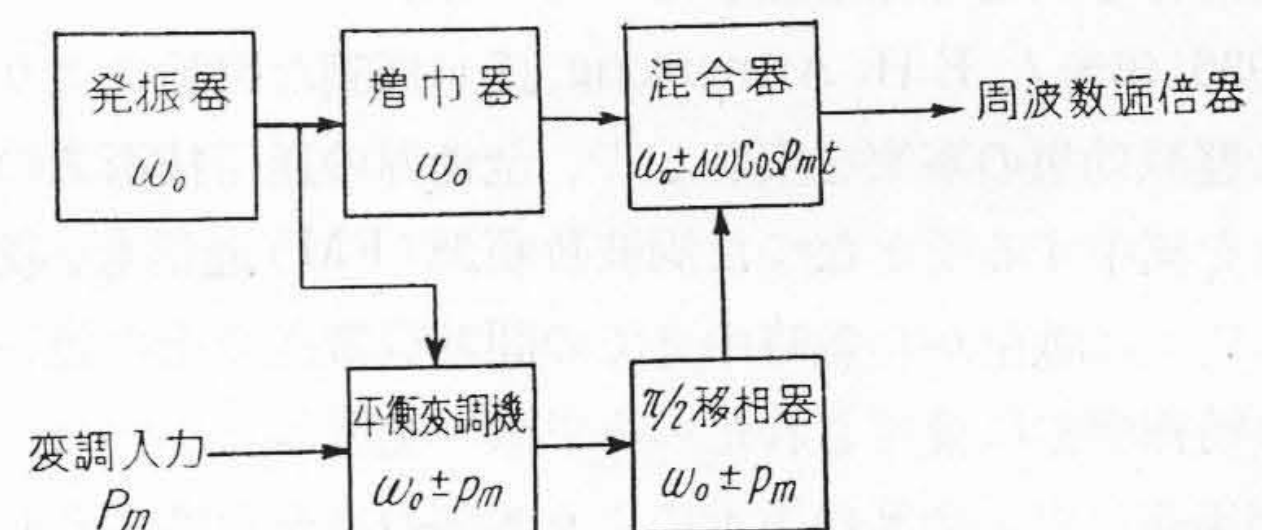
となつて位相偏移 m を有する位相変調波を表わすことになる。即ち第1図のような変調回路系統を用いると上述の操作が行われ位相変調波が得られる。

（2） 特 性

(3) 式が成立する範囲に於ては比較的歪の少い略々完全な位相変調波が得られることは想像されるが、以下 k_a と歪の関係を解析してみる。又実際の回路に於ては上下側帯波を正確に $\pi/2$ 宛回転することは、移相器の調整の不良、平衡変調器の不平衡による残存搬送波の影響、搬送波同調回路の同調のずれによる位相の変化等により不可能であるので、その角度を θ として計算すれば、

$$e_a = E_0 \sin \omega_0 t + \frac{k_a}{2} E_0 \cos \{(\omega_0 - p_m)t + (\pi - \theta)\} - \frac{k_a}{2} E_0 \cos \{(\omega_0 + p_m)t + (\pi - \theta)\} \dots\dots\dots (5)$$

となり、



第1図 アームストロング位相変調方式系統図
Fig. 1. Block Diagram of Armstrong's Phase Modulation System

$$\phi = \tan^{-1} \frac{k_a \sin p_m t}{1 - k_a \cos \theta \sin p_m t} \dots \dots \dots (6)$$

とおき (5) 式を変形すると

$$\frac{e_a}{E_0} = \sqrt{\frac{\{1 + k_a \sin p_m t \cos(\pi - \theta)\}^2}{1 + k_a^2 \sin^2 p_m t + \sin^2(\pi - \theta)}} \times \sin(\omega_0 t + \phi) \dots \dots \dots (7)$$

(7) 式中振幅変化分を完全に除去したとし位相変化分のみを考えると、瞬時角周波数を ω として

$$\omega = \omega_0 + \frac{d\phi}{dt} = \omega_0 + k_a p_m \sin \theta \times \frac{\cos p_m t}{1 - 2k_a \cos \theta \sin p_m t + k_a^2 \sin^2 p_m t} \dots \dots (8)$$

又最大の位相変化 ϕ_{max} は

$$\phi_{max} = \tan^{-1} \frac{k_a}{1 - k_a \cos \theta} \dots \dots \dots (9)$$

となる。こゝで (8) 式を各高調波に分解すれば歪を求めることができる。即ち (6) 式の調波分析⁽³⁾をやればよい。即ちフーリエ級数の基本波、第2高調波、第3高調波の係数をそれぞれ a_1 , b_2 , a_3 とすれば

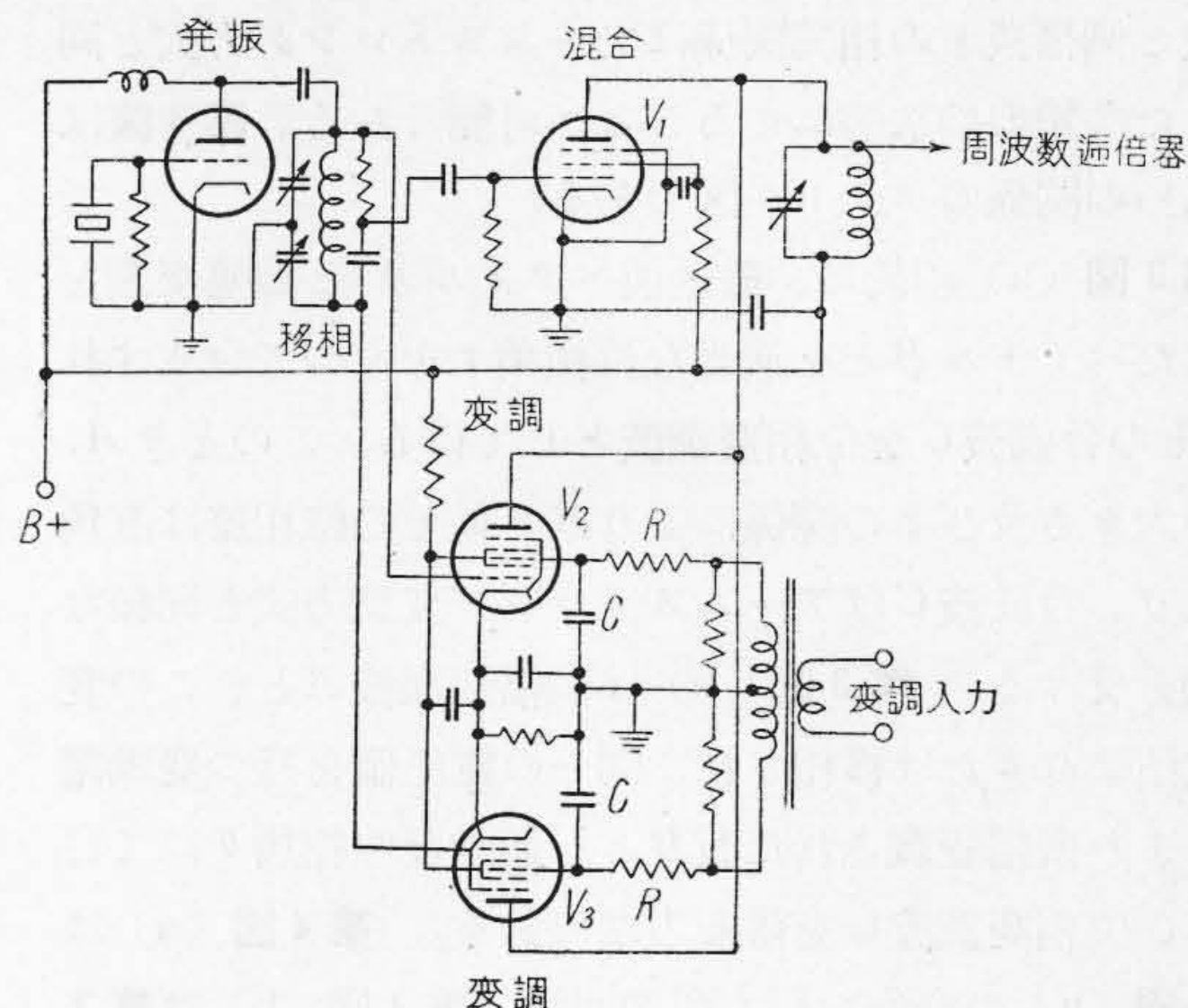
$$\left. \begin{aligned} a_1 &= \sum_{s=0}^{\infty} \frac{1}{(S+1)} \cdot \frac{(2^s S)!}{2^{2s} (S!)^2} k_a^{2s} \sin(2S+1)\theta \\ b_2 &= \sum_{s=0}^{\infty} \frac{2}{(S+2)} \cdot \frac{(2^s S+2)!}{2^{2s+2} \{(S+1)!\}^2} k_a^{2s+2} \sin(2S+2)\theta \\ a_3 &= \sum_{s=0}^{\infty} \frac{3}{(S+1)(S+2)} \cdot \frac{(2^s S)!}{2^{2s} (S!)^2} k_a^{2s} \sin(2S+1)\theta \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (10)$$

(10) 式で $\theta = \pi/2$ のときは

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= \frac{1}{k_a^2} [\sqrt{1+k_a^2} - 1] \\ b_2 &= 0 \\ a_3 &= \frac{1}{k_a^4} [\sqrt{1+k_a^2} - 1]^3 \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (11)$$

となつて偶数高調波は表われない。尚第5次以上の高調波は第3次に比して無視し得る程度の値となるので問題にしない。

今理想的に回路を製作調整し得たとして $\theta = \pi/2$ にできた場合、第3高調波歪が 10% になる ϕ_{max} を求めてみれば (11) 式及び (9) 式を使つて 0.612 rad となる。実際には $\theta = \pi/2$ に正確にはなりがたく、偶数高調波(主として第2高調波)が生じるから 10% 歪を与える ϕ_{max} はもつと小さいものになる。 $\phi_{max} = 0.612$ rad として、送信機出力にて最大位相偏移 15 rad (通常 VHF-FM 小型無線機の最大周波数偏移は周波数割当による許容占有帯域巾と周波数安定度の関係から ± 15 kc 程度であり、変調周波数 1 kc まで位相変調とすれば 15 rad が所要位相変移となる。)を得るためには変調回路の後に最小限 $15/0.612 \approx 24$ (倍) 強の周波数逓倍を行わねばならない。この値は理想的な調整状態の場合であるから実用機で若干の余裕と逓倍数の組合せを考慮すれば 32 倍程度の



第2図 アームストロング方式 (実用回路の一例)

Fig. 2. An Example of Armstrong's Phase Modulator

逓倍数を必要とする。周波数逓倍用真空管の節約、回路の簡易化の見地からも、この逓倍数を極力少なくすることは好ましいことであるが、逓倍数が増すと希望送信搬送波に近接した周波数帯に於て、無視し得ない不正輻射 (Spurious radiation) が生じるので⁽⁴⁾⁽⁵⁾、変調回路のみの無歪位相偏移は可及的に大きい方が好ましい。この見地から云つてアームストロング方式は、比較的複雑な回路の割合に無歪変調が浅く最近では余り使用されていない。

(3) 実 用 回 路

第2図は超短波 FM 移動通信が米国に於て実用期に入つた当初 Link 会社製の変調部に使用されていたアームストロング方式の回路図である。 V_2 , V_3 の平衡変調器の第1格子入力に於て、移相回路により V_1 の搬送波増幅管入力と各々 $\pi/2$ 宛移相を行つていて、平衡変調器の上下両側帯波出力が V_1 の出力と合成されるようになっている。平衡変調器の変調電圧入力回路の C 及び R は位相変調波を周波数変調波に近づけるための周波数特性補償回路である。

[IV] 二つの波の合成による位相変調方式

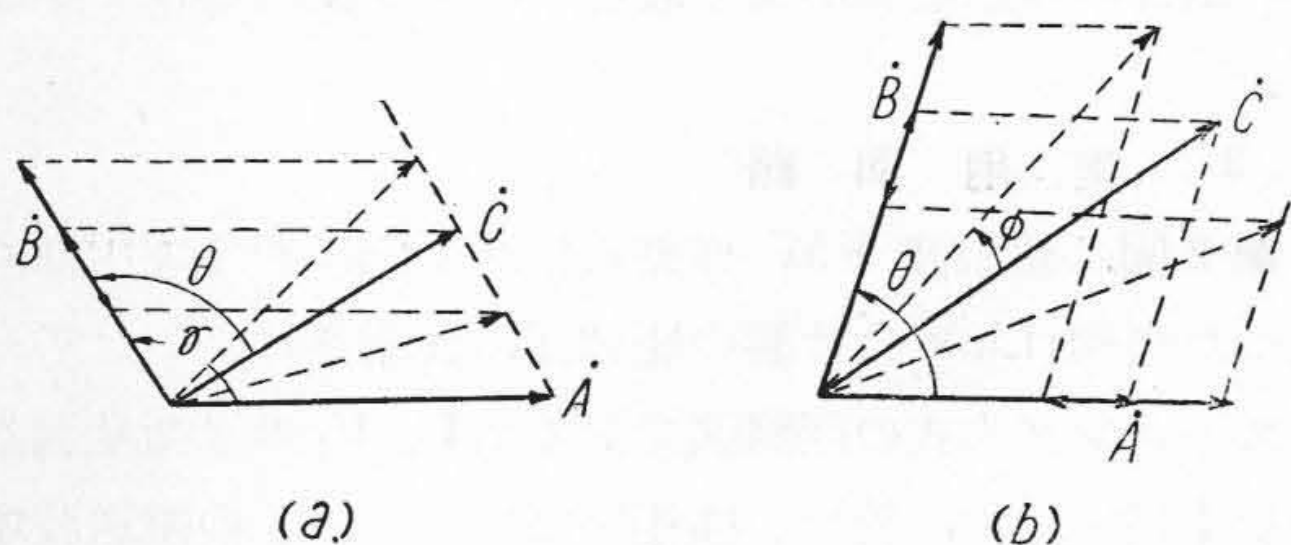
(1) 原 理

アームストロング変調方式の平衡変調器は上下両側帯波をのみ取出すのをその主目的としているが、真空管や回路の非対称性により幾分の搬送波が残ることが予想される。しかし一面搬送波と側帯波とが互に $\pi/2$ 移相された関係に合成されれば位相変調波となるから、平衡変調器の代りに振幅変調器をおき、この出力と搬送波とを適当な角度に於て、電圧または電流合成するか、或は適当

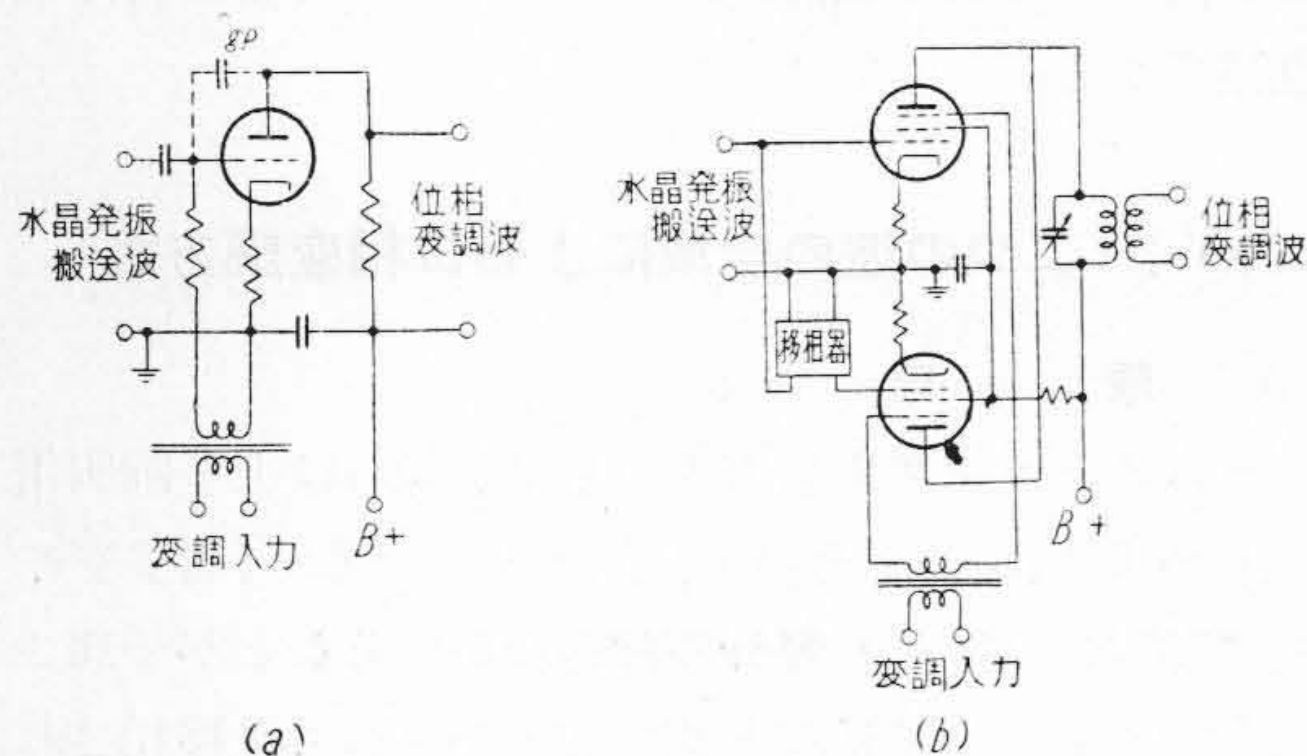
な角度を持つ二つの振幅変調波を同様に合成すれば、搬送波と側帯波との相関関係はアームストロング方式と同一または類似の状態にすることが可能である。第3図はこれらの関係のベクトル図である。

第3図(a)に於て、搬送波ベクトル $\dot{A}$ と振幅変調を受けたベクトル $\dot{B}$ とを適当な位相角 r をもつて合成すれば、その合成波 $\dot{C}$ を位相変調波として得る。このとき $\dot{A}$ 、 $\dot{B}$ の大きさ及び r の関係により $\dot{B}$ と $\dot{C}$ との位相差は直角となり、合成波 $\dot{C}$ はアームストロング変調方式と同様な変調を受ける。第3図(b)は振幅変調波 $\dot{A}$ と、この変調電圧より π だけ移相され、同一の電圧値を持つ変調電圧により振幅変調された波 $\dot{B}$ とを適当な位相角 θ にて合成し、位相変調波 $\dot{C}$ を得る方法である。第4図(a)は第3図(a)の動作を行う変調回路、第4図(b)は第3図(b)のそれを示している。

この方式も米国にて開発されたものらしく、M. G. Crosby氏が1939年に概要を発表⁽⁵⁾している。[III]の方式に較べて割合に単純な回路で、大体これと同程度の変調の量及び質が得られるので、現在小型周波数変調送信機に盛んに使用せられている。[III]、[IV]の方法で得た位相変調波は原理的に当然振幅変調を受けるので、後段に於て必ず振幅制限を行い振幅変調を除去しなければならない。通常特別な振幅制限器は設けずに、周波数倍器により振幅制限を同時に行っている。



第3図 二つの波の合成に依る位相変調方式ベクトル図
Fig. 3. Vector Diagrams of Two-Vector-Sum Phase Modulation System



第4図 二つの波の合成に依る位相変調方式の回路図
Fig. 4. Connection Diagrams of Two-Vector-Sum Phase Modulator

(2) 特性

第4図(a)の方法は、第3図(a)のベクトルで明らかにように θ は[III]の(2)に述べた θ と全然同一のものを表わすことになり、また搬送波と側帯波との関係も[III]の場合と同一となるので、その変調の深さと歪との関係は[III]の(2)に述べた通りになる。従つて[III]の程度の位相変調波を得る為にはこの方式の方が簡単であるから有利となる。

次に第4図(b)の方法を解析してみる。第3図(b)に於て振幅変調の変調率を k_a 、変調角周波数を p_m 、搬送角周波数を ω_0 とし、ベクトル $\dot{A}$ 、 $\dot{B}$ の振幅変調波の瞬時電圧をそれぞれ e_1 、 e_2 又無変調時のベクトル $\dot{A}$ 、 $\dot{B}$ の合成ベクトル $\dot{C}$ を基準とし、搬送波の大きさを E_0 とすれば

$$\left. \begin{aligned} e_1 &= E_0(1 + k_a \sin p_m t) \sin \left(\omega_0 t + \frac{\theta}{2} \right) \\ e_2 &= E_0\{1 + k_a \sin(p_m t - \pi)\} \sin \left(\omega_0 t - \frac{\theta}{2} \right) \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

となる。

$$a = \cos \frac{\theta}{2}, \quad b = k_a \sin \frac{\theta}{2} \sin p_m t$$

とおき合成電圧 e を求めると

$$e = e_1 + e_2 = 2E_0 \left[\sqrt{a^2 + b^2} \sin \left\{ \omega_0 t + \tan^{-1} \frac{b}{a} \right\} \right] \quad \dots\dots\dots (13)$$

(13)式の位相変化分のみを取出し、これを ϕ とすれば

$$\phi = \tan^{-1} \frac{b}{a} = \tan^{-1} \left(k_a \tan \frac{\theta}{2} \sin p_m t \right) \quad \dots\dots\dots (14)$$

故に最大位相偏移 ϕ_{max} は

$$\phi_{max} = \tan^{-1} k_a \tan \frac{\theta}{2} \quad \dots\dots\dots (15)$$

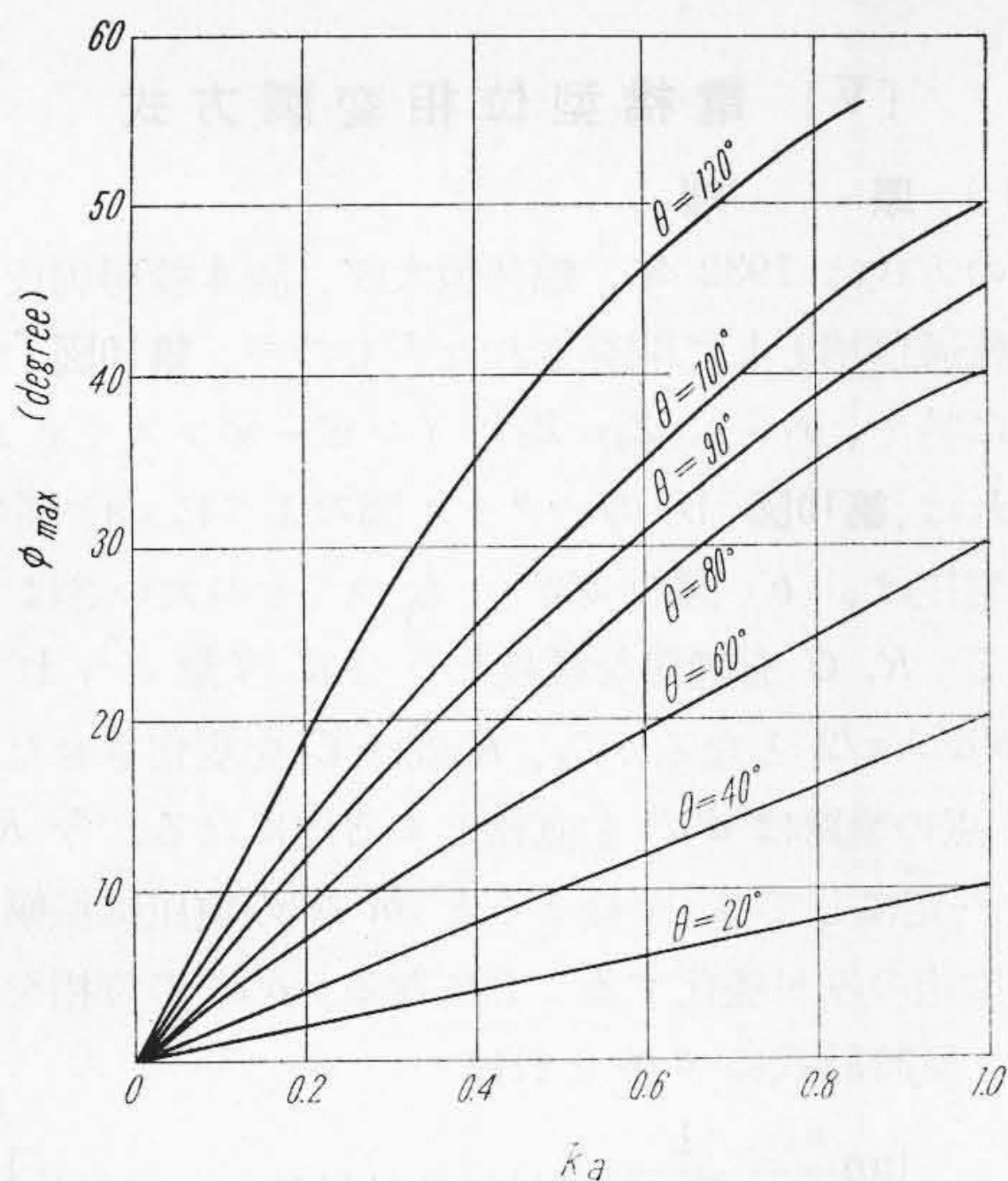
(13)、(14)式より瞬時角周波数 ω は

$$\omega = \omega_0 + \frac{d\phi}{dt} = \omega_0 + \frac{k_a \tan(\theta/2) p_m \cos p_m t}{1 + k_a^2 \tan^2(\theta/2) \sin^2 p_m t} \quad \dots\dots\dots (16)$$

(16)式に於て $k_a \tan \theta/2 = K$ とおけば(8)式に於ける $\theta = \pi/2$ 、 $k_a = K$ の場合に相当する。即ちこの方式の変調歪はアームストロング変調方式の $\theta = \pi/2$ の場合と同様に取扱うことができる。そこでフーリエ級数の基本波、第2高調波、第3高調波の係数もそれぞれ a_1 、 b_2 、 a_3 とすれば

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= \frac{1}{K^2} [\sqrt{1+K^2} - 1] \\ b_2 &= 0 \\ a_3 &= \frac{1}{K^4} [\sqrt{1+K^2} - 1]^3 \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (17)$$

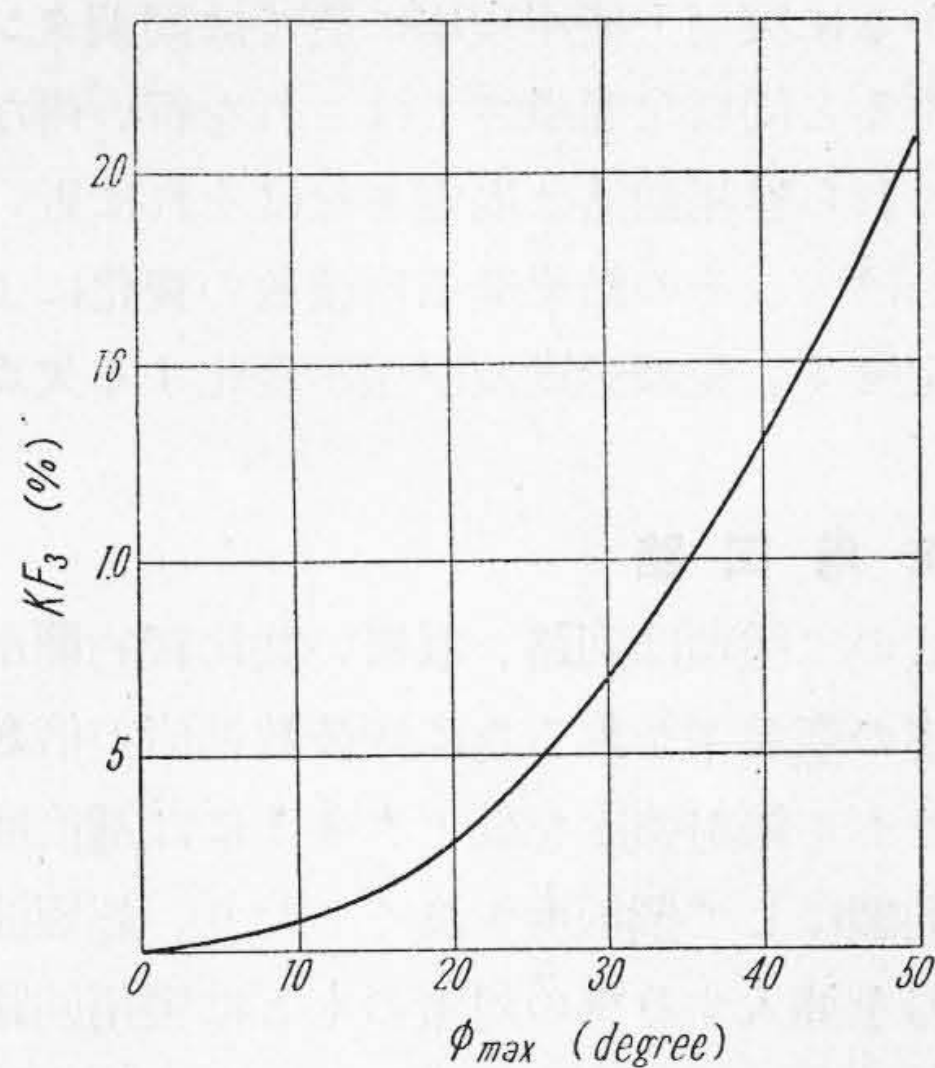
(15)式より θ をパラメータとした $k_a : \phi_{max}$ 、(17)式より ϕ_{max} に対する第3高調波歪率の曲線をそれぞれ画けば第5、6図となる。この方式は $k_a < 1$ の範囲に於て $\tan \theta/2$ 、即ち θ は任意の値をとることができ、しかも偶



第5図 二つの振幅変調波の合成による位相変調方式の振幅変調率と偏移角度との関係

Fig. 5. Relation between Amplitude Modulation Factor and Phase Deviation on Vector-Sum-Modulation System

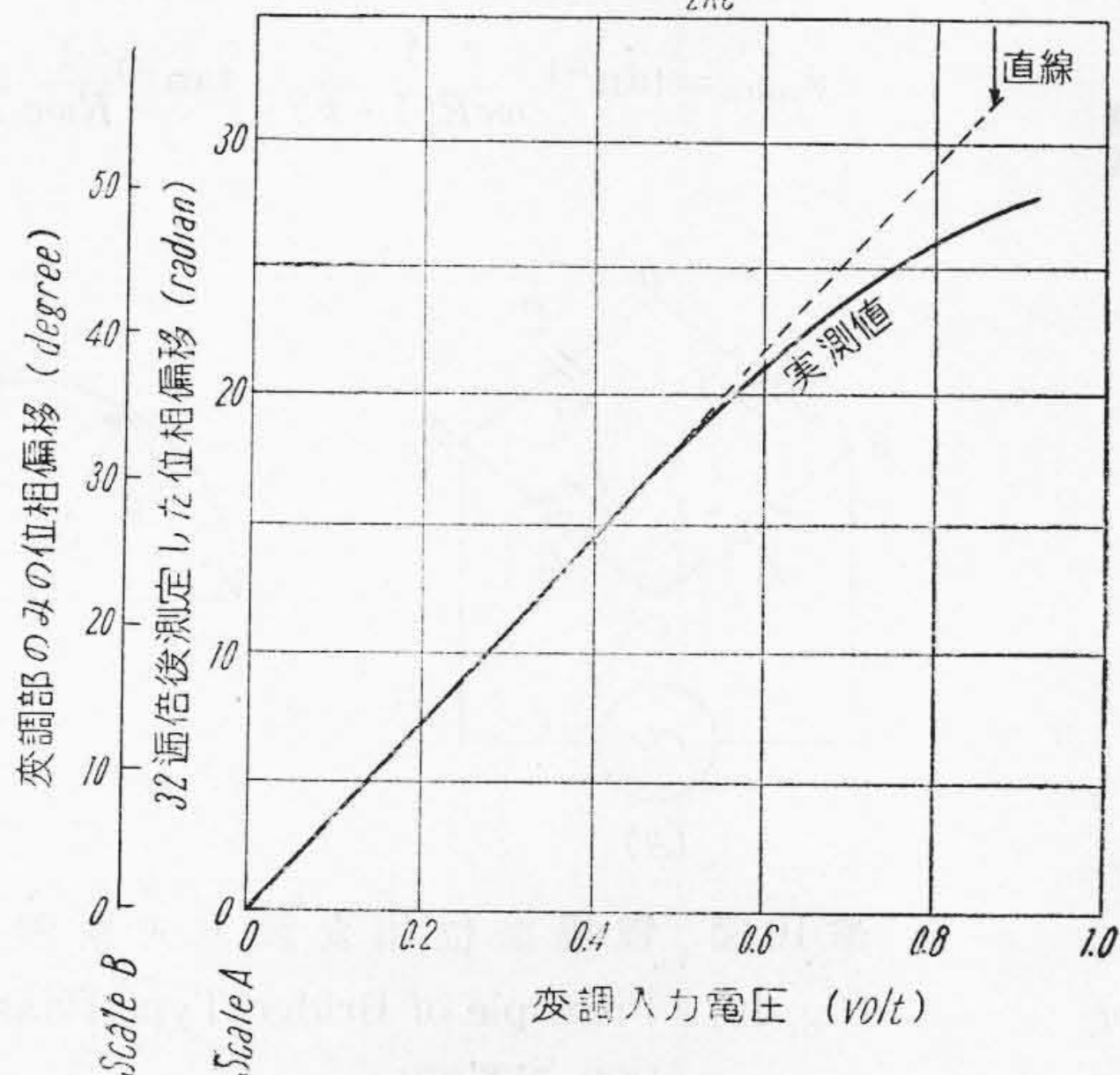
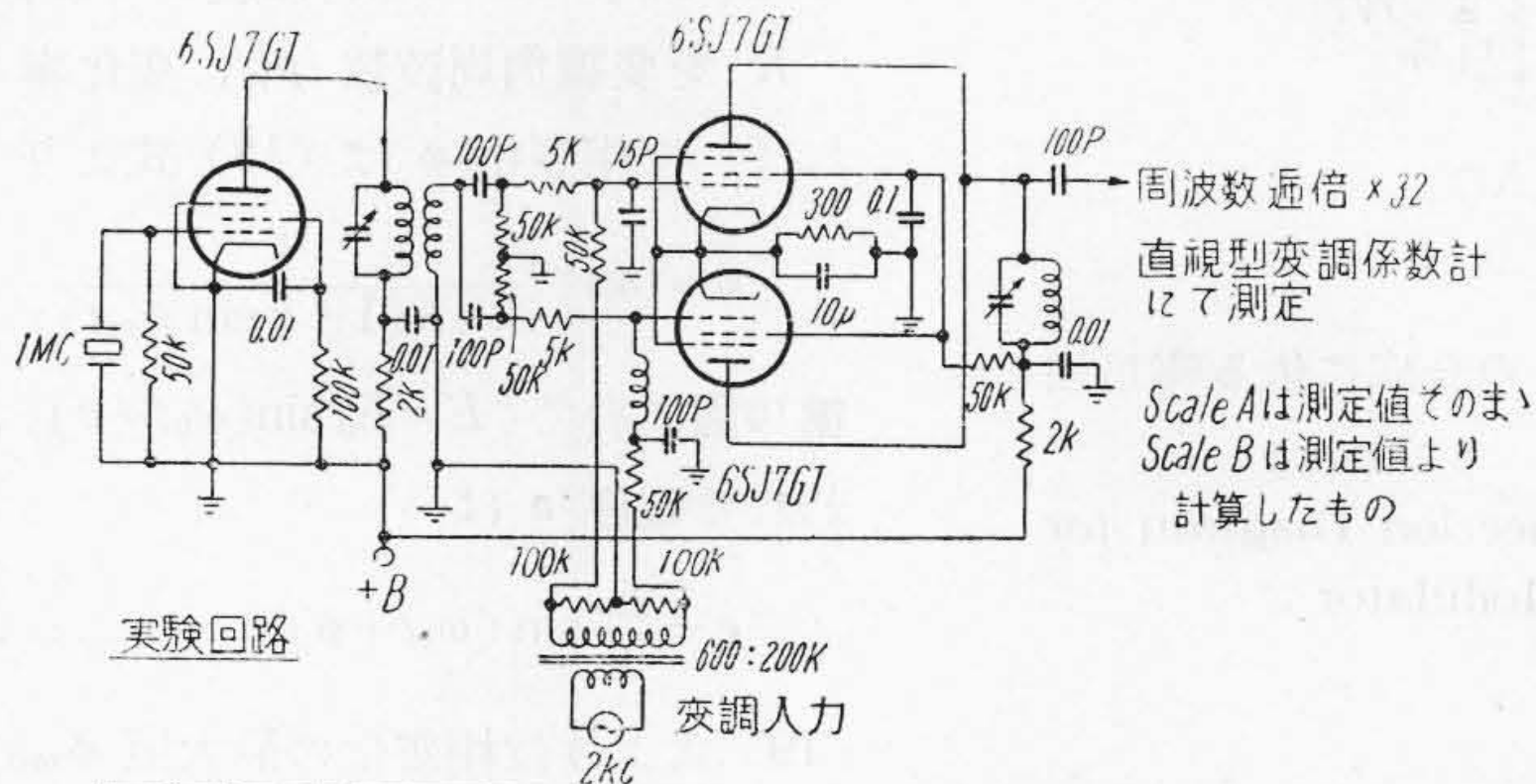
数高調波を発生せず回路も比較的簡単であるから、アームストロング方式に比して有利である。然し乍ら θ が小に過ぎれば同一変調深さを得るためには k_a が大となり



第6図 二つの振幅変調波の合成による位相変調方式の偏移角度と第3高調波歪率との関係

Fig. 6. Relation between Klirr Factor and Phase Deviation on Vector-Sum Modulation System

振幅変調分が増加し、また変調感度が低下することを示している。第7図はこの方式の実験結果であるが上述の理論的解析をほぼ裏付けていることが判る。尚 [III], [IV] の両方式はいづれも移相器またはそれに相当する回路があり、発振周波数が可変である場合には当然そのときの周波数に応じて移相回路の調整をしなければなら



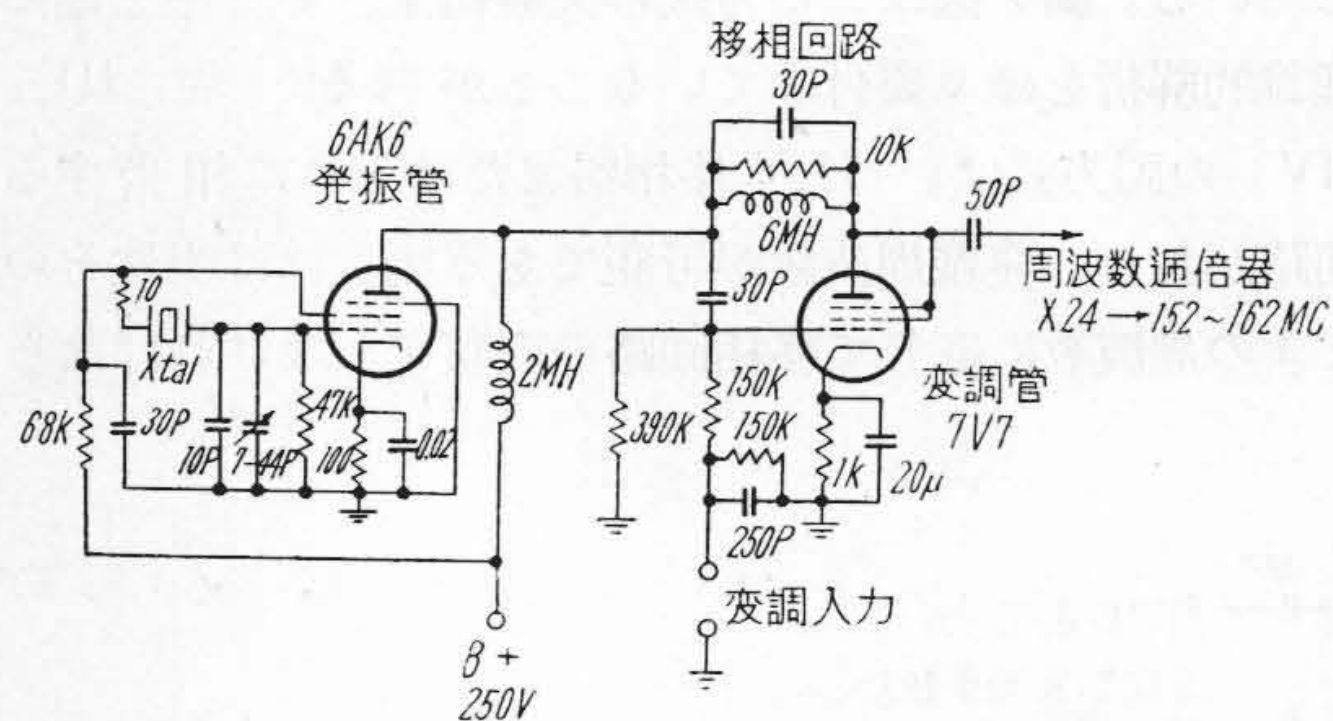
第7図 二つの振幅変調波の合成に依る方式の実験結果

Fig. 7. Data of Modulation Characteristic for Vector-Sum Phase Modulator

ない。しかるに実用上使用現場に於ては同調タンク回路の調整をやると同様な簡単さではこれを行ない得ない。したがってこれら移相回路は固定またはそれに近い状態におかれるわけで、その結果発振周波数の変化により移相角度が一定せず、変調感度及び歪が変化する欠点を有している。

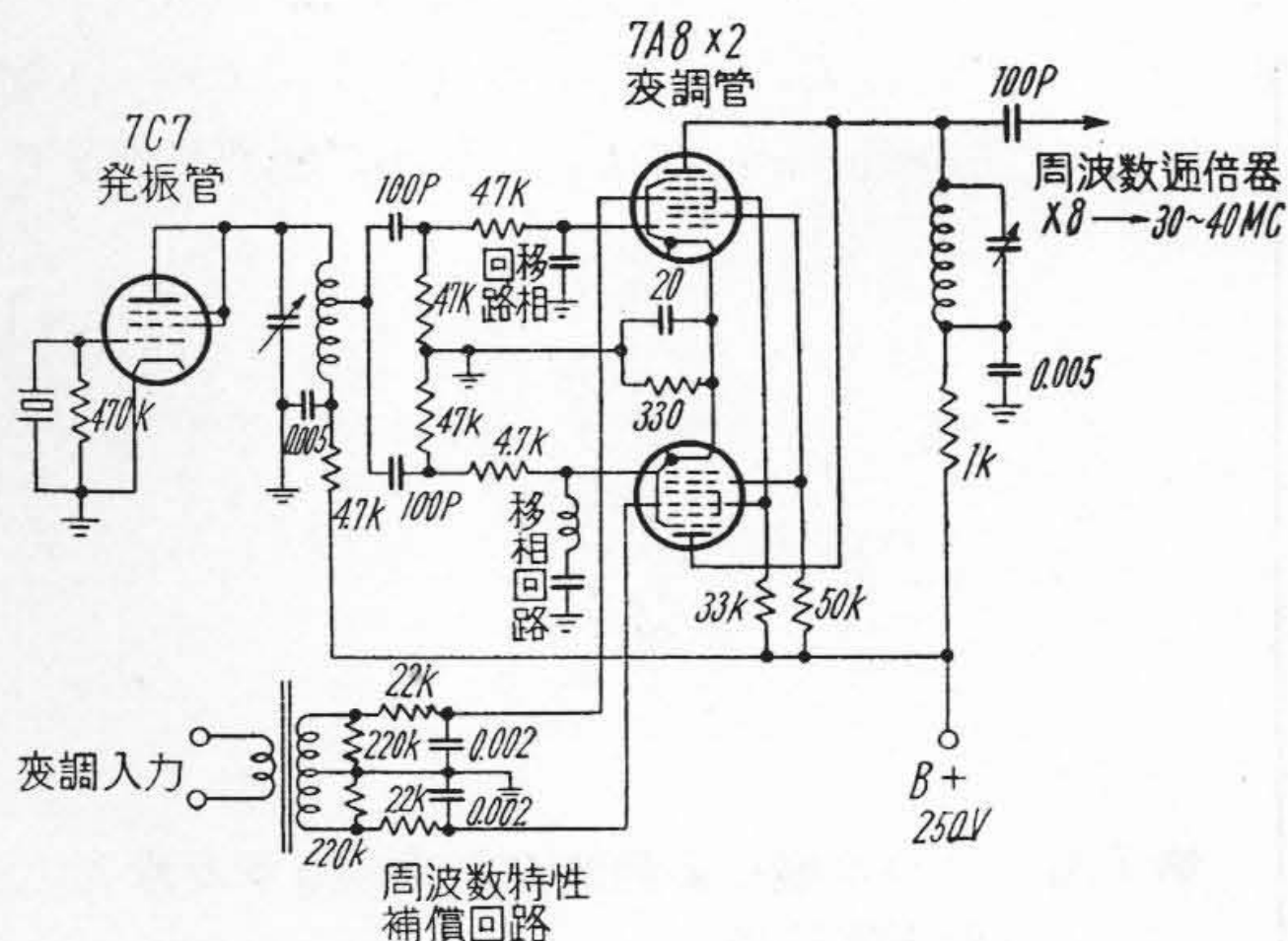
(3) 実用回路

この方式の二種類は回路、取扱い共に比較的簡単であるので、所望の変調率を得る為に周波数通倍の倍数を大きくし、また不正輻射強度を低下させるには通倍回路の同調を二重同調にして撰択度を良くしたり、超短波出力回路に濾波器を挿入する等の対策のもとに実用回路としては過去、現在共に盛んに利用されている。第8図は米国 Motorola 社製 150 MC-FM, 第9図は同社製 30 MC-FM 送信機の変調回路である。前者は第3図(a)に、後者は第3図(b)にそれぞれ対応するものである。これらの回路はほぼ原理図に近い結線であるので説明を省略する。



第8図 搬送波と振幅変調波との合成に依る実用回路の一例

Fig. 8. An Example of Connection Diagram for Vector-Sum Phase Modulator



第9図 二つの振幅変調波の合成に依る実用回路の一例

Fig. 9. An Example of Connection Diagram for Vector-Sum Phase Modulator

〔V〕電橋型位相変調方式

(1) 原理

この方式は 1932 年、鯨井恒太郎、阪本捷房両氏により秘密通信用として開発された⁽⁷⁾もので、第10図(a)の電橋に於て、 $r_1=r_2$ ($Z_1=Z_2$ のインピーダンスでもよい) とすれば、第10図(b)のベクトル図のように(a)図の bc 間の電圧は、(b)図の $b'c'$ となつてその大いさは $E/2$ になる。 R, C を純粋な抵抗ならびに容量とすれば、 $\angle a'b'd' = \pi/2$ となるから、 R 或は C を変化させたときの b' 点の軌跡は $a'd'$ を直径とする円になる。今 R, r_1, r_2 を一定にして C を変えると bc 間の電圧は振幅が一定で位相のみが変化することになる。 $a'd'$ の位相を基準にして反時計式に θ をとれば

$$\tan \frac{\theta}{2} = \frac{1}{R\omega C} \dots \dots \dots (18)$$

となり、 C が $0 \rightarrow \infty$ と変化すれば θ は $\pi \rightarrow 0$ まで変る。従つて第10図(a)の ad 間に搬送波を入れ、 C を変調入力に応じて変化させれば bc 間に位相変調波を得ることになる。尚 C を一定にして R を変化させても同様に位相変調波が得られる。

(2) 特性

実用回路では C よりも R を変化させる方が容易なので、以下 R の場合に就いて解析する。

R を変調角周波数 p_m , 変化率 k で変化させたとすれば、位相変化 ϕ は (18) 式より

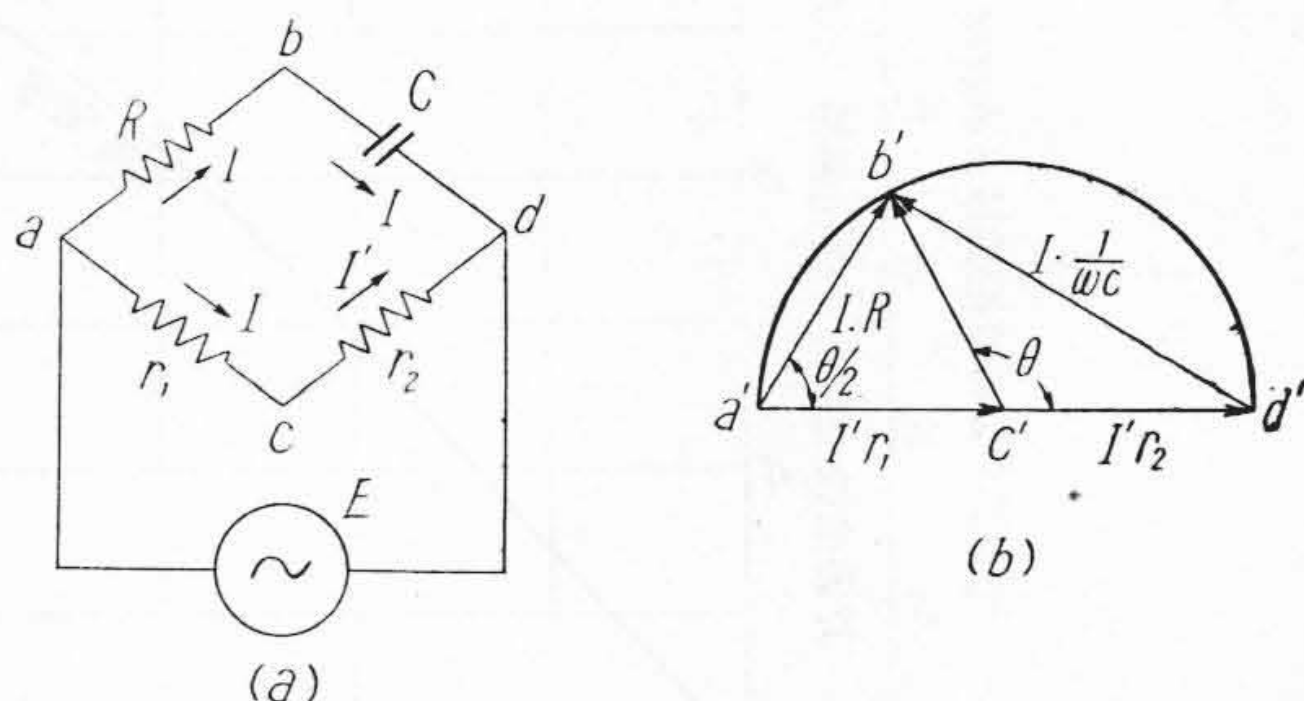
$$\phi = \tan^{-1} \frac{1}{\omega C R (1 + k \sin p_m t)} - \tan^{-1} \frac{1}{R\omega C} \dots (19)$$

第10図に於て $E = E_0 \sin(\omega_0 t - \theta)$ とすれば、 bc 間に表われる電圧 e は

$$e = \frac{E_0}{2} \sin(\omega_0 t + \phi) \dots \dots \dots (20)$$

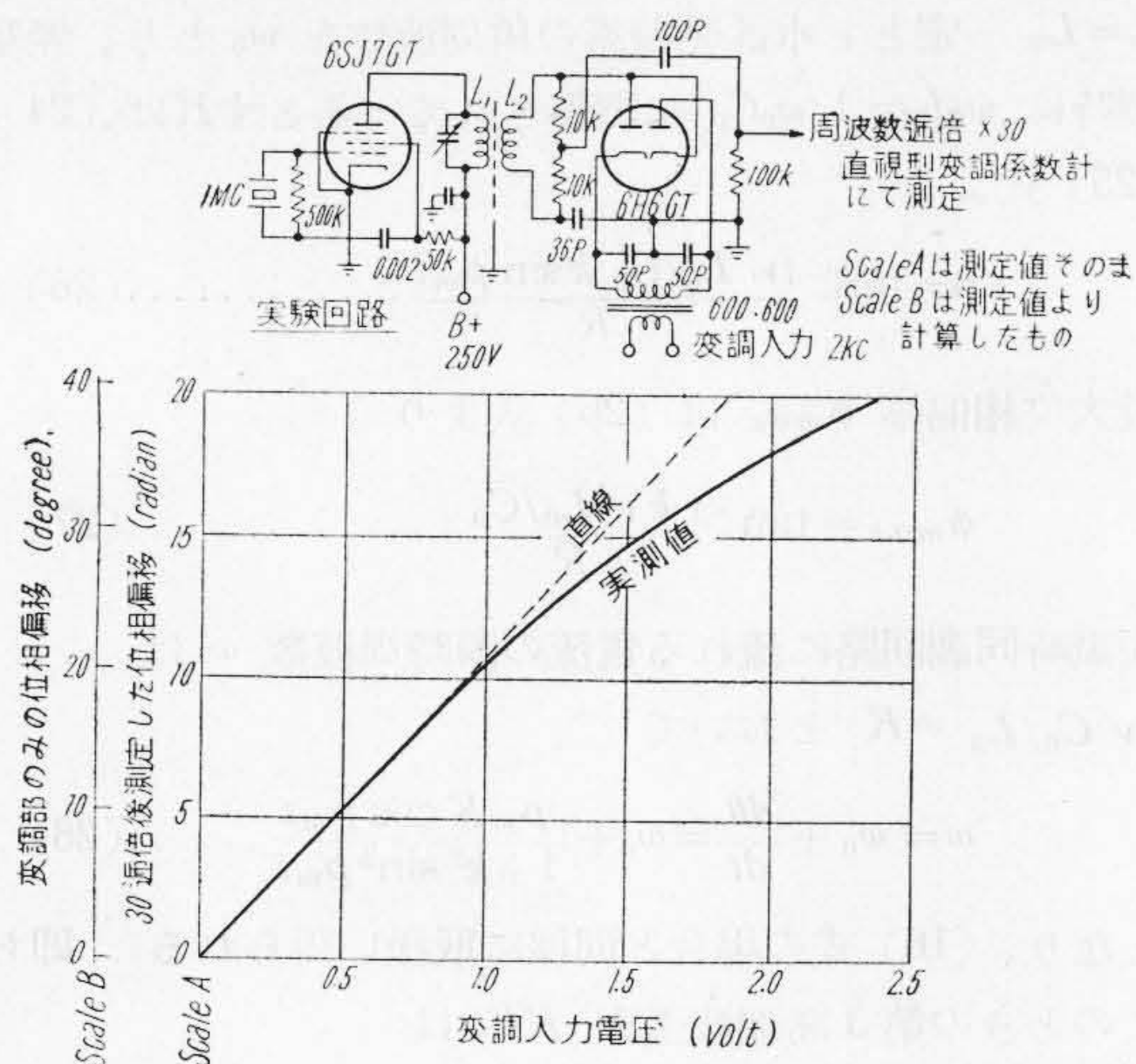
(19) 式より位相変化の最大値 ϕ_{max} は

$$\phi_{max} = \tan^{-1} \frac{1}{\omega C R (1 + k)} - \tan^{-1} \frac{1}{R\omega C} \dots \dots \dots (21)$$



第10図 電橋型位相変調方式原理図

Fig. 10. Principle of Bridge-Type Phase Modulation System



第11図 電橋型位相変調方式の実験結果
Fig. 11. Data of Bridge-Type Phase Modulator

(20) 式の ϕ 即ち (19) 式の調波分析を行えば、歪の特性を示す一般式を求めることができるが、これは非常に困難であるので次の方法で歪特性を検討する。

(18) 式より

$$\frac{d\theta}{dR} = -\frac{\omega c}{1 + R^2 \omega^2 c^2} \dots \dots \dots (22)$$

であるから $1 \gg R^2 \omega^2 c^2$ を満足する範囲では $d\theta/dR \approx$ 一定になつて、 R と θ の関係は直線的になる。この条件を満足する R と $1/\omega c$ の関係を $R^2 \omega^2 c^2 = 0.1$ とすれば (18) 式より、 $1/\omega c \approx 3.2R$ になる。このときの位相は (18) 式より $R^2 \omega^2 c^2 = \cot^2 \theta / 2 = 0.1$ となり $\theta \approx 2.52$ rad になる。即ち $\theta = \pi$ より 2.52 rad までは R と θ との関係が直線的になることが判る。 R の値を適当に選んで変調入力のない時、第10図 (b) の $b'c'$ の位置を $\theta = 2.52$ と π の中間においたとき

$$\pm \frac{1}{2}(\pi - 2.52) \approx \pm 0.3 \text{ rad}$$

迄は比較的歪が小さく、振幅変調が殆どない位相変調波

を得ることができるわけである。第11図に示す実験結果は上述の理論と大体一致している。この実験回路は比較的浅い純粋に近い位相変調波を簡単に得る目的には好ましい回路であると考えられる。

以上は単純な電橋回路を利用した位相変調方式であるが、この他に反結合せられた真空管回路を用いた電橋回路による大沢氏の方法⁽⁸⁾があるが、紙数の都合で省略する。

(3) 実 用 回 路

鯨井、阪本両氏は電橋の可変素子としてカーボンマイクrohホンやコンデンサーマイクrohホンを直接使用し、古賀逸策氏は真空管の内部抵抗の変化を利用してC辺を変調⁽⁹⁾した実用回路を発表し、又R辺を光電管の抵抗としたものが写真電送にそれぞれ使用されているが、本稿と直接関係がないので省略する。第11図の実験回路は日立製作所戸塚工場で製作された超短波 FM 送信機 PXT-21 型にそのまま使用されている。

[VI] リアクタンス管による位相変調方式

(1) 原 理

同調増幅器に於てその同調を変化すると、出力電流の位相が変化する。第12図 (a) に於て e_g を増幅管 V の角周波数 ω を有する入力電圧、 μ , g_m , ρ を三定数、

$$\frac{1}{(\omega c \sqrt{\rho})^2} \ll R, \quad \frac{g_m e_g}{\omega c} = e$$

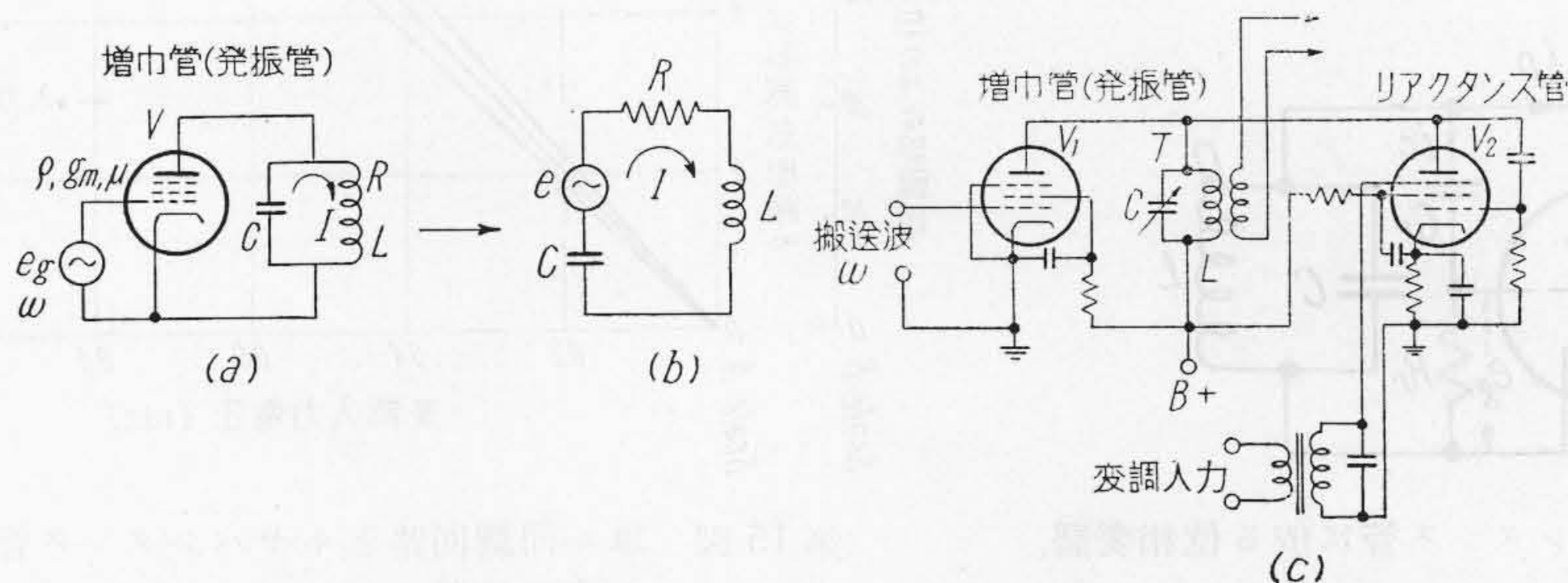
とすれば等価回路は第12図 (b) となる。第12図 (b) に於て

$$\frac{e}{I} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega c}\right) \dots \dots \dots (23)$$

(23) 式より e と I との位相差 ϕ は

$$\phi = \tan^{-1} \frac{\omega L - 1/\omega c}{R} \dots \dots \dots (24)$$

となる。第12図 (c) に示すように搬送周波数に同調した増幅管 V_1 の出力同調回路 T に並列にリアクタンス管 V_2 を挿入して、同調回路に等価的に並列接続されたリア



第12図 リアクタンス管に依る位相変調方式の原理図
Fig. 12. Principle of Reactance Tube Phase Modulation System

クタンス管が示す等価リアクタンスを変調電圧に応じて変化させるときは、(24) 式の C 又は L が変化して ϕ の変化を得ることになる。

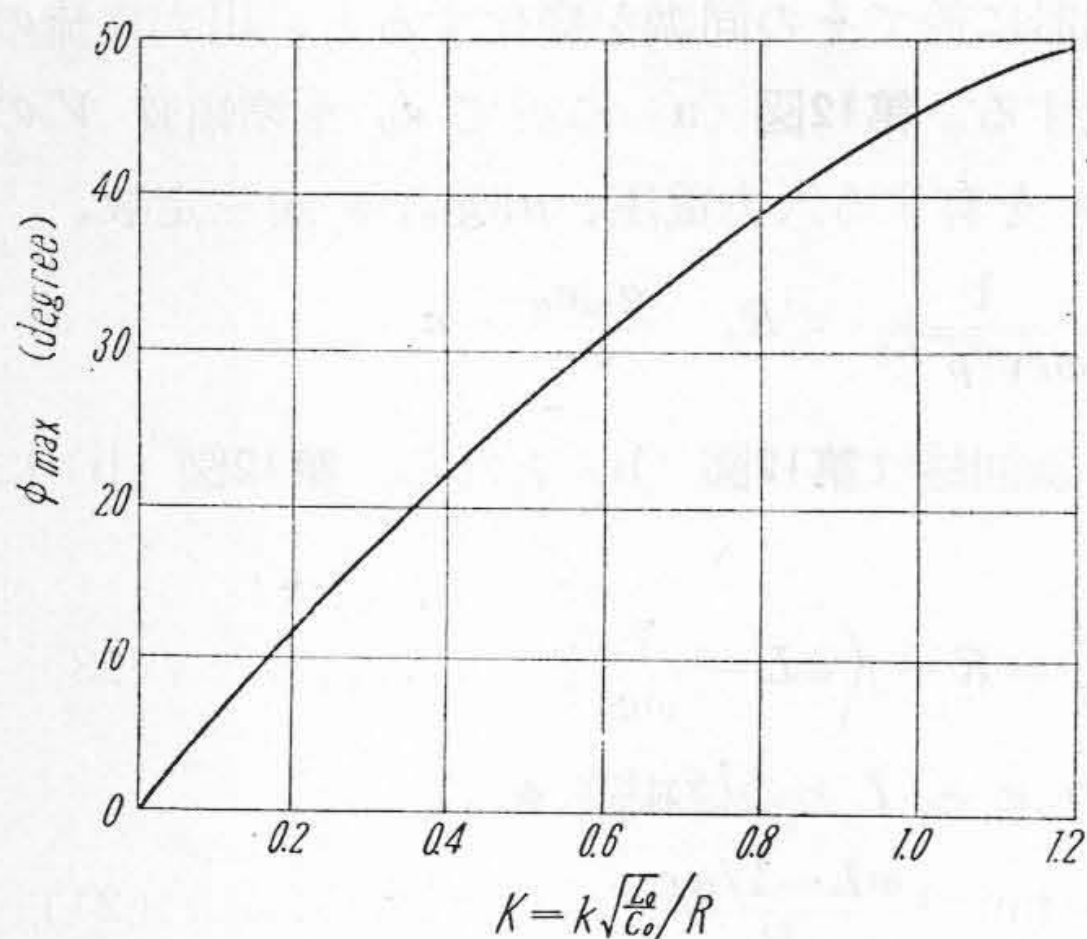
この方式は以上のように極く単純な原理に基き古くから行われているようであるが、[IV] と同様に Croshy 氏が 1939 年に概要を発表⁽⁶⁾している。この方式で得た位相変調波は (23) 式より解るように L 又は C の変化により同調回路のインピーダンスが変化するため、当然可成り大きい振幅変調を受けるので、[III], [IV] の方式以上に後段で振幅制限を強く行わねばならない。

(2) 特性

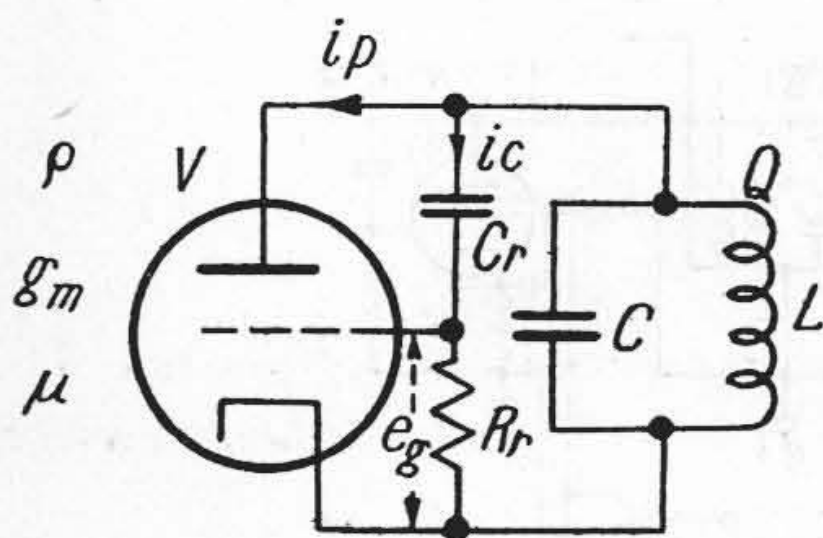
変化素子として C 又は L その両者共が考えられるが、 C を変化させる方法が実用上リアクタンス管を有効適切に使用できる場合が多いので、キャパシタンス管とした場合の動作を解析してみる。

今 C が中心値 C_0 に対し $\Delta C (\Delta C \ll C_0)$ だけ変化し、 ΔC が $\Delta C_m \sin p_m t$ に従って変化するとき $\Delta C_m / C_0 = k$ として

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_0} (1 - k \sin p_m t) \dots \dots \dots (25)$$



第13図 単一同調回路とリアクタンス管とに依る方式の K と ϕ_{max} との関係
Fig. 13. Modulation Characteristic of Reactance Phase Modulation System



第14図 キャパシタンス管に依る位相変調回路
Fig. 14. Capacitance Tube Phase Modulation Circuit

$L = L_0$ 一定とし水晶発振器の角周波数を ω_0 とし、無変調時に $\omega_0 L_0 = 1/\omega_0 C_0$ に調整されているとすれば、(24)、(25) 式より

$$\phi = \tan^{-1} \frac{\sqrt{L_0/C_0} k \sin p_m t}{R} \dots \dots \dots (26)$$

最大位相偏移 ϕ_{max} は (26) 式より

$$\phi_{max} = \tan^{-1} \frac{k \sqrt{L_0/C_0}}{R} \dots \dots \dots (27)$$

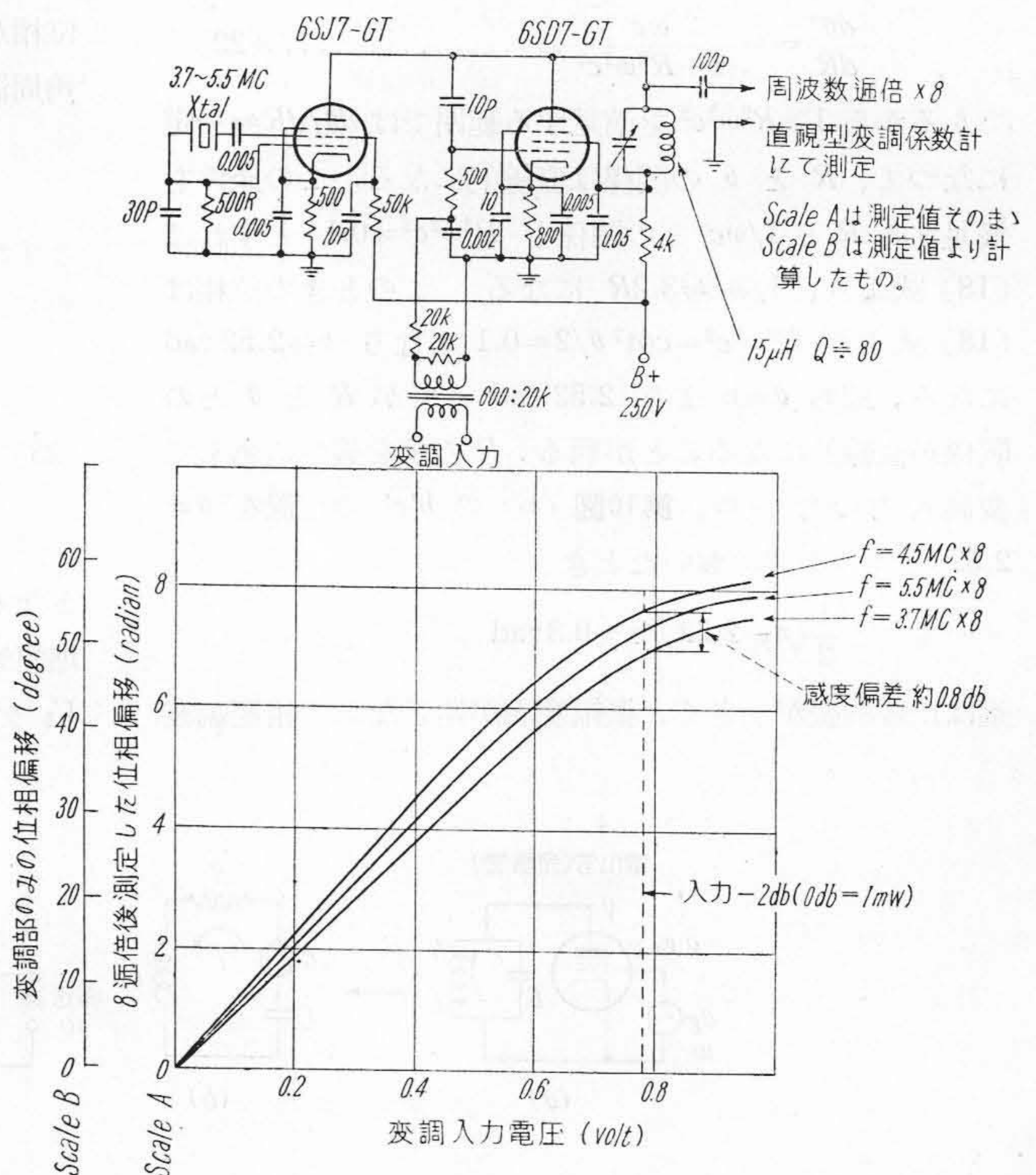
変調時同調回路に流れる電流の瞬時周波数 ω は $k\sqrt{C_0/L_0} = K$ とおいて

$$\omega = \omega_0 + \frac{d\theta}{dt} = \omega_0 + \frac{p_m K \cos p_m t}{1 + k^2 \sin^2 p_m t} \dots \dots \dots (28)$$

となり、(16) 式の場合と同様に取扱い得られる。即ちこのときの第3高調波歪率 KF_3 は

$$KF_3 = \frac{a_3}{a_1} = \frac{1}{K^2} [\sqrt{1+K^2} - 1]^2 \dots \dots \dots (29)$$

となり、(25) 式が近似的に成立する範囲に於ては偶数高調波が現れないことになる。実用回路では $\frac{\Delta C}{C_0} < \frac{1}{100}$ 程度となるから奇数高調波のみを考え、しかも第5次以上は無視しても差支えない。(27) 式より $K : \phi_{max}$ の



第15図 単一同調回路とキャパシタンス管とに依る方式の実験結果

Fig. 15. Data of Capacitance Tube Phase Modulator

曲線を描けば第13図、又、(29)式より $\phi_{max} : KF_3$ の関係は第6図と同様になる。以上のようにこの方式の歪特性は C_0, L_0, R, k を適当に選定することにより〔IV〕の方式中第4図(b)のものと略々同様となることが判る。

第14図に示すキャパシタンス管を有する変調回路に於て、キャパシタンス管の特性と同調回路の Q を考慮に入れて ϕ_{max} を求めると

$$\phi_{max} = \tan^{-1} \frac{\Delta CL^2 \omega^3}{(L/Q)\omega + g_m R_r^2 C_r^2 L^2 \omega^4} \dots \dots (30)$$

(30)式に於て、 R_r, C_r, L, g_m, Q が適当な関係にある時はこの分母は ω のある限られた範囲に於ては、略々 ω^3 に比例させることが可能となり、従つて ϕ_{max} は ω に略々無関係となり得る。即ち搬送周波数の高低による変調感度の偏差を小にし得る。

第15図にこの方式の実験回路並びに実験結果を示す。この結果を検討すれば上述の理論的解析を裏付けていることが判る。尙この方式の欠点である振幅変調含有の問題は第15図の実験回路の後に周波数2通倍を3段、電力増幅を1段つけて超短波出力にて振幅変調を測定した結果位相偏移 7.5 rad にて振幅変調率 1% 以下であることが確認された。

この方法の一つの変形として、磁芯に巻かれた同調回路の L を用いこの磁芯を変調入力により励磁して導磁率を変化させ、これにより L を変調する方法があるが、励磁を行うための変調入力にある程度の電力を必要とし、又磁芯の安定度に問題がある。

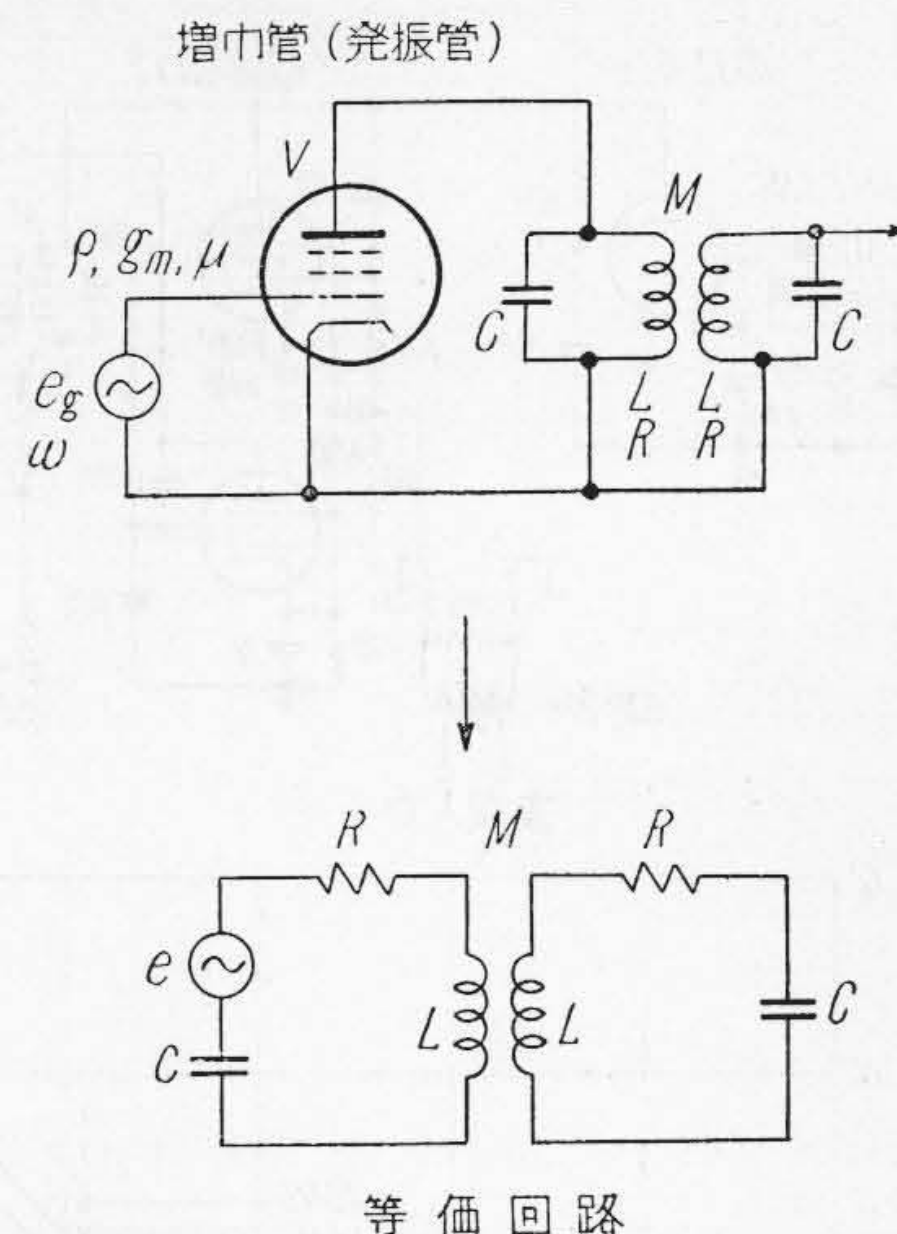
(3) 実 用 回 路

この方式は日立製作所戸塚工場製 VTR101, 102型 150 MC-FM 送信機に使用されている。その回路図並びに特性の詳細は間もなく本誌上に紹介される予定であるからこゝでは省略する。

〔VII〕 多重同調回路による位相変調方式

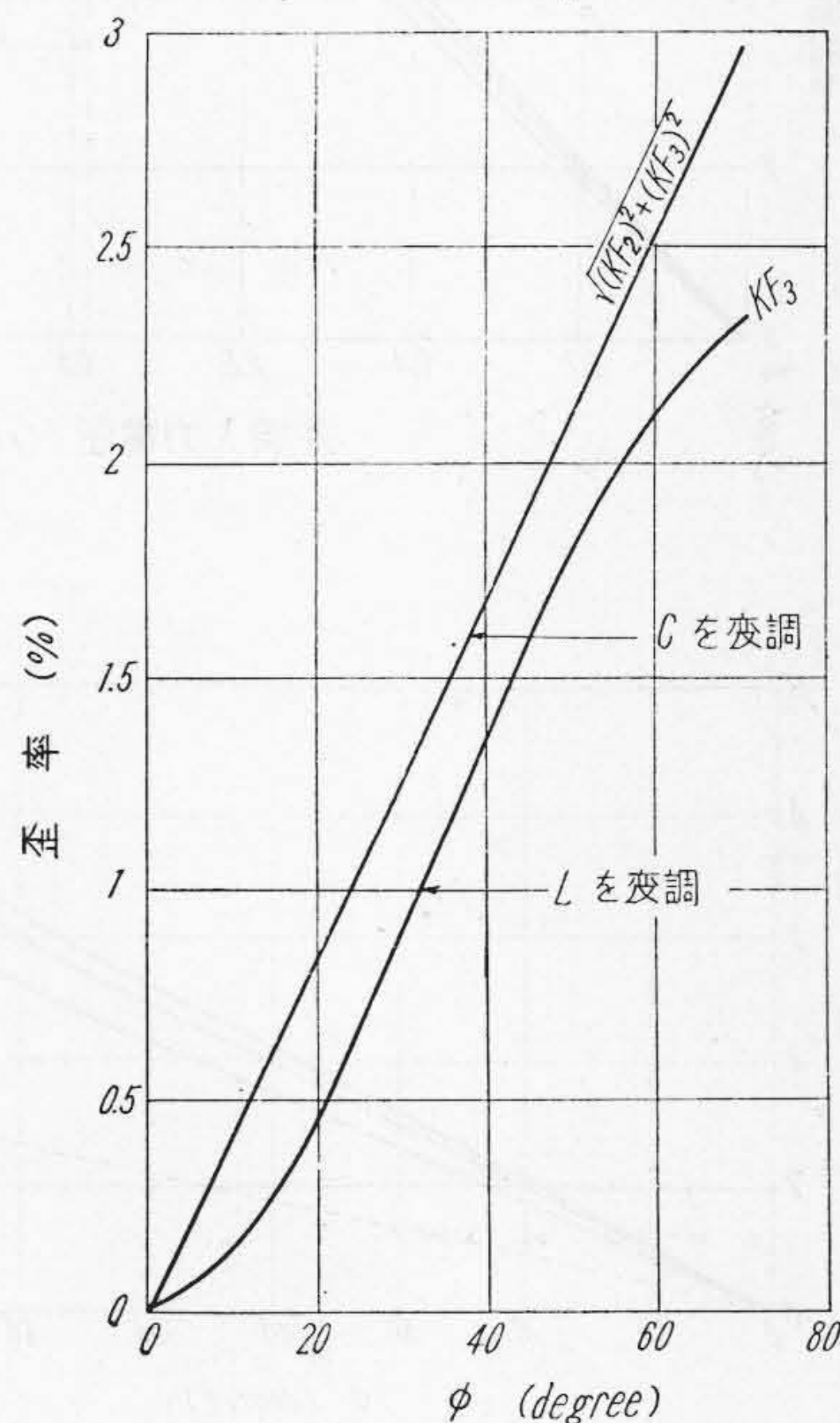
〔VI〕の方式に於て、単一同調回路の代りに多重同調回路を用い、各同調回路の L または C を同時に変化させるときは、位相回転が多重の数が多くなればなる程増加するであろうことは一般の同調回路と同様に容易に想像される。筆者はこの点に着目して上述の各種方式にては到底実現し得ない良質の深い位相変調を得ることができた⁽¹⁶⁾、この方式のうち最も実用価値の高い二重同調回路とリアクタンス管とを用いた方式に就いての理論的解析は先に本誌上⁽²⁾その他⁽¹⁰⁾に詳細を発表したので、こゝではその結果と実験結果のみを記すことにする。第16図の変調回路に就いて解析すれば

$$v = \frac{\omega L - 1/\omega C}{R}, \quad s = \frac{\omega M}{R}$$



第16図 二重同調回路とリアクタンス管とに依る方式の原理回路図

Fig. 16. Principle of Reactance Tube Phase Modulator with Double Tuned Circuit



第17図 二重同調回路に於ける偏移角度と歪との関係

Fig. 17. Relation between Distortion and Phase Deviation on Double Tuned Phase Modulator

としたとき、位相偏移 ϕ は

$$\phi = \tan^{-1} \frac{2v}{v^2 - (s^2 + 1)} \dots \dots \dots (13)$$

$s=1$ (臨界結合) の場合に最も広範囲に直線的に変化する

る。 $s=1$ のとき L を変調する場合は奇数高周波のみが生じ、第 $(2n-1)$ 番目の係数 b_{2n-1} は

$$b_{2n-1} = (-1)^n \sum_{m=n}^{\infty} \frac{v^{2m-1}}{2^{3(m-1)}} \cdot \frac{(2m-2)!}{(m+n-1)!(m-n)!} \times \left\{ \sqrt{2} \sin(2m-1) \frac{\pi}{4} \right\} \dots\dots\dots (32)$$

C を変調する場合は偶数高調波も生じ、第 $2n$ 番目の係数 a_{2n} は

$$a_{2n} = (-1)^{n+1} \sum_{m=n}^{\infty} \frac{v^{2m-1} 2m!}{2^{3m-2} (m+n)!(m-n)!} \times \left\{ \sqrt{2} \sin(2m-1) \frac{\pi}{4} \right\} \dots\dots\dots (33)$$

第17図 (前掲参照) はこれらの式より計算された偏移角度と歪率の関係を示している。

この方式を実際に使用する場合如何なる L 及び C を使用して二重同調回路を如何に組立てるか、或はリアクタンス管の g_m の変化がどの程度まで直線的であるか等の諸条件により、これらの理論値が如何程迄正しく実現できるか問題であるが、キヤパシタンス管を採用した実験回路によれば、変調感度並びに直線性は**第18図**、歪特性は**第19図**、振幅変調含有率は**第20図**の如くなる。なおこの回路方式は国警本部超短波 FM 警察無線送信機 PR-1 型に採用され実用されている。

[VIII] 結 言

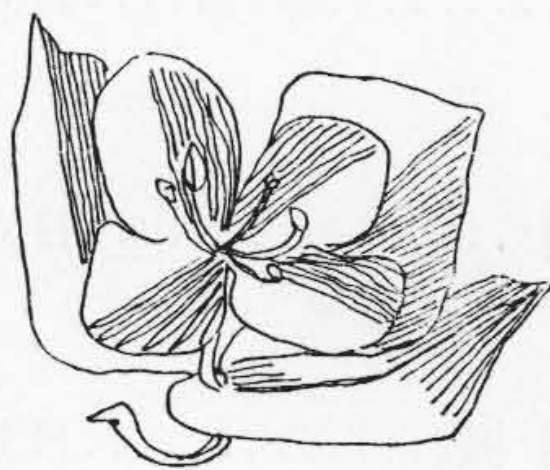
以上自動車無線等の比較的小型の超短波 FM 送信機用の代表的位相変調回路 5 種に就いて、その原理、特性、実用回路の説明を試みたが、この他に陰極線管によるもの⁽¹¹⁾、伝送回路の反射によるもの⁽⁶⁾、磁気飽和線輪によるもの⁽¹²⁾、特殊電子管フエジトロンを用いるもの⁽¹²⁾、位相回転回路を縦続接続するもの⁽¹⁴⁾等種々あるが、紙数の都合で省略する。

周波数変調送信機に於て、その変調部は送信機全体の電氣的、機械的性能を決定するところの可成り大きい要素であり、実用周波数帯が VHF より UHF, SHF の範囲まで拡大されつつある現在、位相或は周波数変調の方法は更に重要性を持つて来たので今後更に調査、研究すべき問題であろう。

終りに本研究実施に当り終始御指導、御協力を頂いた日立製作所中央研究所高田、関口の両氏及び実験に協力された日立製作所戸塚工場の田村氏その他の方々に深く感謝する次第である。

参 考 文 献

- (1) E.H. Armstrong: I.R.E. **24** 475 (1936-5)
- (2) 北条徳、長浜良三、今西久彌: 日立評論 **32** 797 (昭 25-9)
- (3) 伊藤健一: 電通誌 **31** 190 (昭 23-4)
- (4) N.H. Shepherd: Electronics (1950-4)
- (5) 染谷勲、去来川幸夫: 学研報告 (昭 24-2)
- (6) M.G. Crosby: I.R.E. **27** 126 (1939-2)
- (7) 鯨井恒太郎、阪本捷房: 電通誌 **340** (昭 7-4)
- (8) 大沢寿一: 日本特許第 105327 号
- (9) 古賀逸策: 電通誌 **67** (昭 14-1)
- (10) 長浜良三、関口存哉: 電気連合大会予稿 (昭 26-11)
- (11) R.E. Shelby: Electronics **19** (1940-2)
- (12) L.R. Wrathall: B.L.R. **24** 102 (1946-3)
- (13) F.M. Bailey: Electronics **19** 108 (1946-10)
- (14) R. Adler: I.R.E. **35** 25 (1947-1)
- (15) M. Marks: Electronics **19** 104 (1946-12)
- (16) 長浜良三、高田昇平: 日本実用新案第 383822 号



『日立評論』 水力発電機器特集号 別冊 No. 5

我国の豊富な水力を原動力としての水力発電は益々国策上からも重要な使命を帯びてきております。日立製作所に於ては戦前より卓越せる技術を以つて水力発電機器の製作に当つて参りましたが、戦後は更に各種の記録的な製品を完成し、斯界のエボックメーカーとして注目されております。本誌はさきに Vol. 32 No. 12 に「電源開発特集号」を発行、水力発電に関する劃期的なレポートとしてきましたが、今回はその後の日立技術の成果を収録して「日立評論」別冊 No. 5「水力発電機器特集号」として来る 11 月中旬発行することになりました。

内容は下記の通り本文約 160 頁、写真図版約 400 枚を収録した集大成で、別冊 No. 4「火力発電機器特集号」の姉妹篇であります。何卒本誌同様御愛読願います。

◆ 内 容 ◆

- | | | | | |
|-------------------------|--------------------------------|-----|-----|----|
| ◎ 水力発電所建設に就いて..... | 電源開発公社 | {新桑 | 原武 | 雄進 |
| ◎ 最近の水力発電機器概観..... | 日立製作所・日立工場 | {小高 | 森谷 | 亨正 |
| ◎ ペルトン水車..... | 日立製作所・日立工場 | {田中 | 重秀 | 三夫 |
| ◎ カプラン水車..... | 日立製作所・日立工場 | {深山 | 栖崎 | 俊一 |
| ◎ フランシス水車..... | 日立製作所・日立工場 | 深栖 | 俊一 | |
| ◎ 最近の水車発電機..... | 日立製作所・日立工場 | 菊地 | 弥十郎 | |
| ◎ 発電機保護用高速度継電器..... | 日立製作所・多賀工場 | 辻田 | 正一 | |
| ◎ 最近の電力用変圧器..... | 日立製作所・日立工場 | 首藤 | 清 | |
| ◎ 最近の遮断器及び開閉器..... | 日立製作所・日立国分分工場 | 桑山 | 正俊 | |
| ◎ 最近の制御装置及び配電盤に就いて..... | 日立製作所・日立国分分工場 | 森山 | 一夫 | |
| ◎ 最近の発電所用計器に就いて..... | 日立製作所・多賀工場 | 辻田 | 正一 | |
| ◎ 搬送保護継電方式..... | 日立製作所 {日立国分分工場
戸塚工場
多賀工場 | 川中 | 井谷 | 晴信 |
| ◎ 遠方監視制御装置..... | 日立製作所 {日立国分分工場
戸塚工場
多賀工場 | 三井 | 田谷 | 勝信 |
| ◎ 最近の水力発電所用起重機..... | 日立製作所 {日立国分分工場
戸塚工場
多賀工場 | 横村 | 沢田 | 源敏 |
| ◎ 最近の水力発電所用建設機械..... | 日立製作所・亀有工場 | {阿赤 | 部哲 | 義進 |

東京都千代田区丸ノ内1の4
(新丸ビル7階)

日立評論社

誌代特集号1冊 ¥100 円16
(振替口座東京 71824 番)