

位相比較形電子式保護継電器の静特性の解析

Analysis of Static Characteristics of Phase Comparison Electronic Relays

三 木 義 照*

Yoshiteru Miki

内 容 梗 概

位相比較形電子式保護継電器の静特性を、電子回路のスイッチング電圧および位相判別角を中心にして解析を行ない、その細部の特性を方向継電器、モー継電器を例にとり明らかにした。

1. 緒 言

電子式保護継電器は、従来の電磁形継電器が入力電圧、入力電流の大きさ位相などを電磁力により判別したのに対し、電子回路によりこれらの判別を行なうもので、可動部を有しないことから静止形継電器とも呼ばれている。この電子式保護継電器は、電磁形継電器に比べ、高速度、小勢力、無接点などの特長を有しているが、最近電子回路にトランジスタを採用したトランジスタ継電器が出現するにおよび寿命、信頼度についてもほとんど心配がなくなり次々に実用化されている。電子式保護継電器の動作原理を大きく分けると直流電圧比較方式と位相比較方式の二つの方式がある。今回は、高速度継電器に主として用いられている位相比較方式について静特性の解析を電子回路のスイッチング電圧、位相判別角に注目して行なった。

2. 位相比較形継電器の動作原理

位相比較方式は、PT、CTの2次電圧、2次電流をベクトル合成して二つの電圧をつくり、この二つの電圧の位相関係により動作を決定する方式で、その合成方法により種々の特性がえられる。

このベクトル合成を一般に拡張すると第1図の構成となる。

V : 継電器の交流入力電圧 (実効値)

I : 継電器の交流入力電流 (実効値)

φ : V に対する I の進み角

V_1, V_2 : ベクトル合成によりえられる交流電圧 (実効値)

k_1, k_2 : 継電器の電圧—電圧変換定数

Z_1, Z_2 : 継電器の電流—電圧変換定数

θ_1, θ_2 : 継電器の電圧—電圧変換に伴う進み移相角

θ_3, θ_4 : 継電器の電流—電圧変換に伴う進み移相角

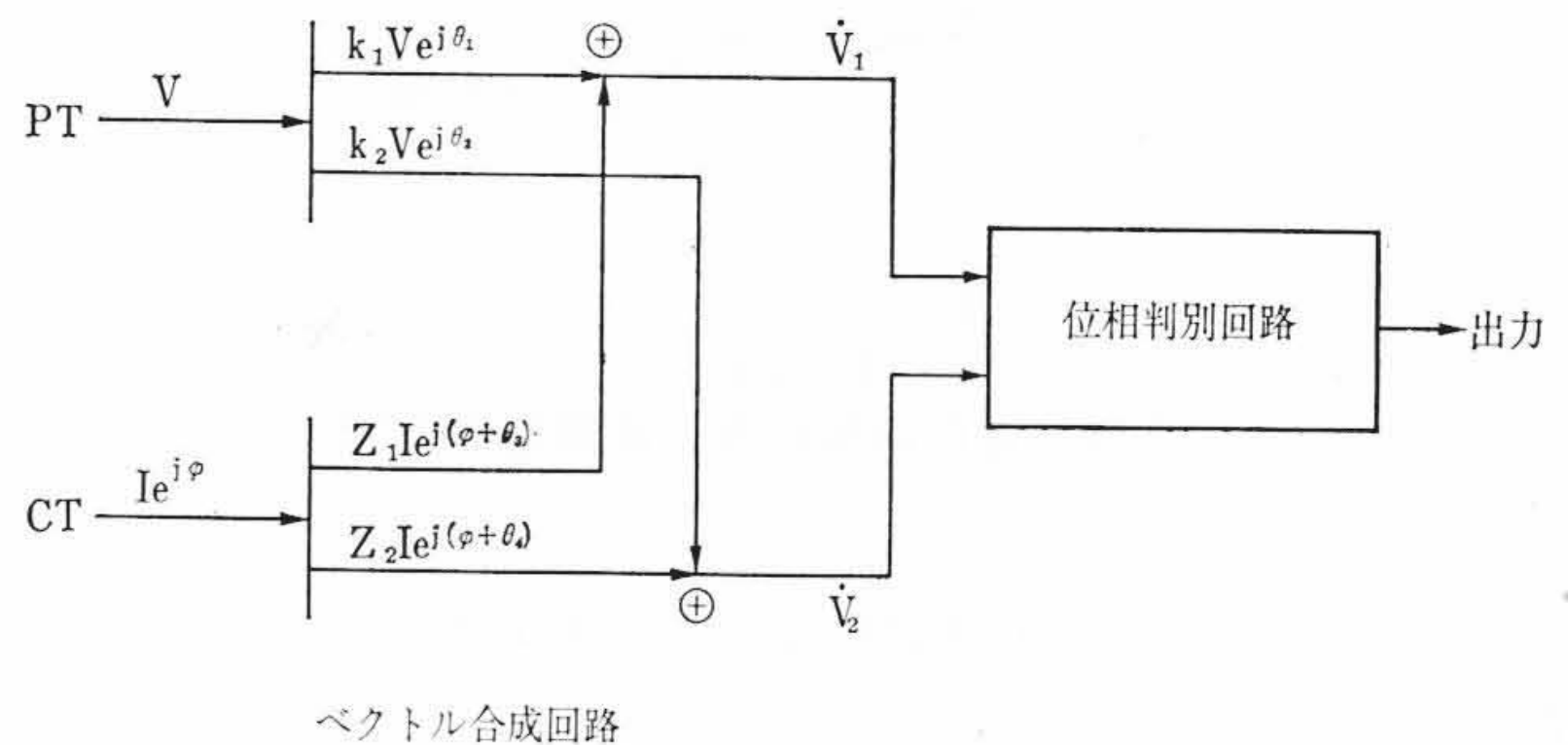
第1図より $\dot{V}_1, \dot{V}_2$ (V_1, V_2 の実効値ベクトル)を求めると、

$$\dot{V}_1 = k_1 V e^{j\theta_1} + z_1 I e^{j(\varphi + \theta_3)} \quad (1)$$

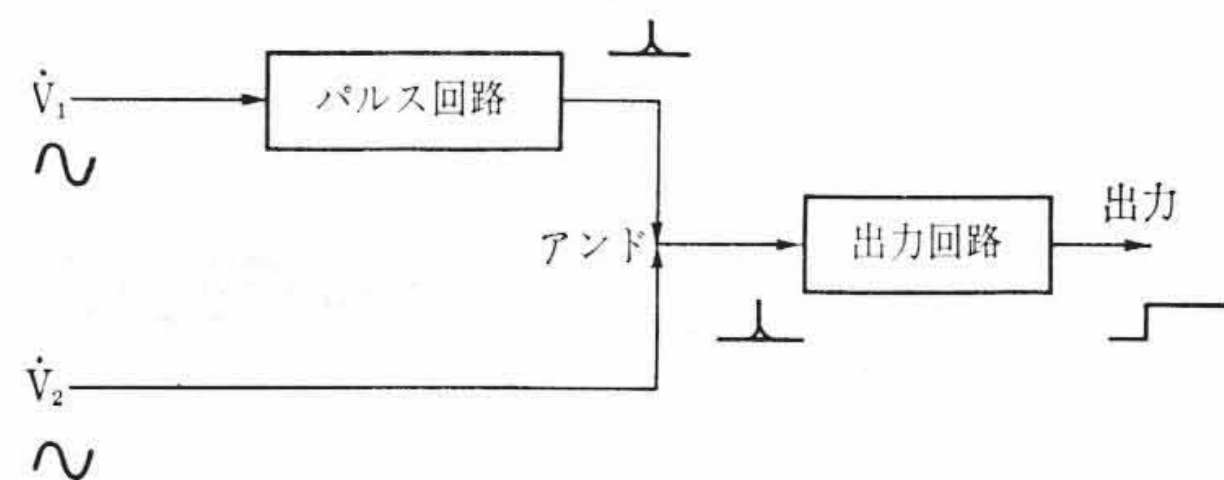
$$\dot{V}_2 = k_2 V e^{j\theta_2} + z_2 I e^{j(\varphi + \theta_4)} \quad (2)$$

となる。(1), (2)式において $\dot{V}_1$ に対する $\dot{V}_2$ の進み相角が Φ なるときの V, I, φ の関係を求める。

$$\begin{aligned} & k_1^2 k_2^2 [\cos^2(\theta_2 - \theta_1) - \cos^2 \Phi] V^4 + 2k_1 k_2 [k_1 z_2 \cos(\varphi + \theta_4 - \theta_1) \cdot \\ & \cos(\theta_2 - \theta_1) - k_1 z_2 \cos(\varphi + \theta_4 - \theta_2) \cdot \cos^2 \Phi + k_2 z_1 \cos(\varphi + \theta_3 - \\ & - \theta_2) \cdot \cos(\theta_2 - \theta_1) - k_2 z_1 \cos(\varphi + \theta_3 - \theta_2) \cdot \cos^2 \Phi] V^3 I + \\ & [k_1^2 z_2^2 \cos^2(\varphi + \theta_4 - \theta_1) - k_1^2 z_2^2 \cos^2 \Phi + k_2^2 z_1^2 \cos^2(\varphi + \theta_3 - \theta_2) \\ & - k_2^2 z_1^2 \cos^2 \Phi + 2k_1 k_2 z_1 z_2 \cos(\varphi + \theta_4 - \theta_1) \cdot \cos(\varphi + \theta_3 - \theta_2) \\ & + 2k_1 k_2 z_1 z_2 \cdot \cos(\theta_2 - \theta_1) \cdot \cos(\theta_4 - \theta_3) - 2k_1 k_2 z_1 z_2 \cos(2\varphi + \\ & \theta_4 + \theta_3 - \theta_2 - \theta_1) \cdot \cos^2 \Phi - 2k_1 k_2 z_1 z_2 \cos(\theta_2 - \theta_1 + \theta_3 - \theta_4) \cdot \\ & \cos^2 \Phi] V^2 I^2 + 2z_1 z_2 [k_1 z_2 \cos(\varphi + \theta_4 - \theta_1) \cdot \cos(\theta_4 - \theta_3) - k_1 z_2 \\ & \cos(\varphi + \theta_3 - \theta_1) \cdot \cos^2 \Phi + k_2 z_1 \cos(\varphi + \theta_3 - \theta_2) \cdot \cos(\theta_4 - \theta_3) \\ & - k_2 z_1 \cos(\varphi + \theta_4 - \theta_2) \cdot \cos^2 \Phi] V I^3 + z_1^2 z_2^2 [\cos^2(\theta_4 - \theta_3) - \\ & \cos^2 \Phi] I^4 = 0 \quad (3) \end{aligned}$$



第1図 位相比較形電子式保護継電器の構成



第2図 パルス位相比較方式による位相判別回路の原理ブロック図

ただし(3)式において Φ の極性は

$$\left. \begin{aligned} & k_1 k_2 \sin(\theta_1 - \theta_2) V^2 + [k_2 Z_1 \sin(\varphi + \theta_3 - \theta_2) \\ & - k_1 z_2 \sin(\varphi + \theta_4 - \theta_1)] V I + z_1 z_2 \sin(\theta_3 - \theta_4) I^2 \geq 0 \\ & \text{のとき } \Phi \geq 0 \text{ (不等号同順)} \end{aligned} \right\} \dots\dots (4)$$

とする。(3)(4)式が位相比較方式の動作式である。すなわち継電器が動作すべき Φ の範囲が与えられると(3)(4)式より継電器の動作条件となる V, I, φ の関係が求まる。よって位相比較方式では相角 Φ を判別する位相判別回路の特性が重要となる。位相判別回路の構成には種々のものがあるが原理的にみると

(1) パルス位相比較方式

(2) 直接位相比較方式

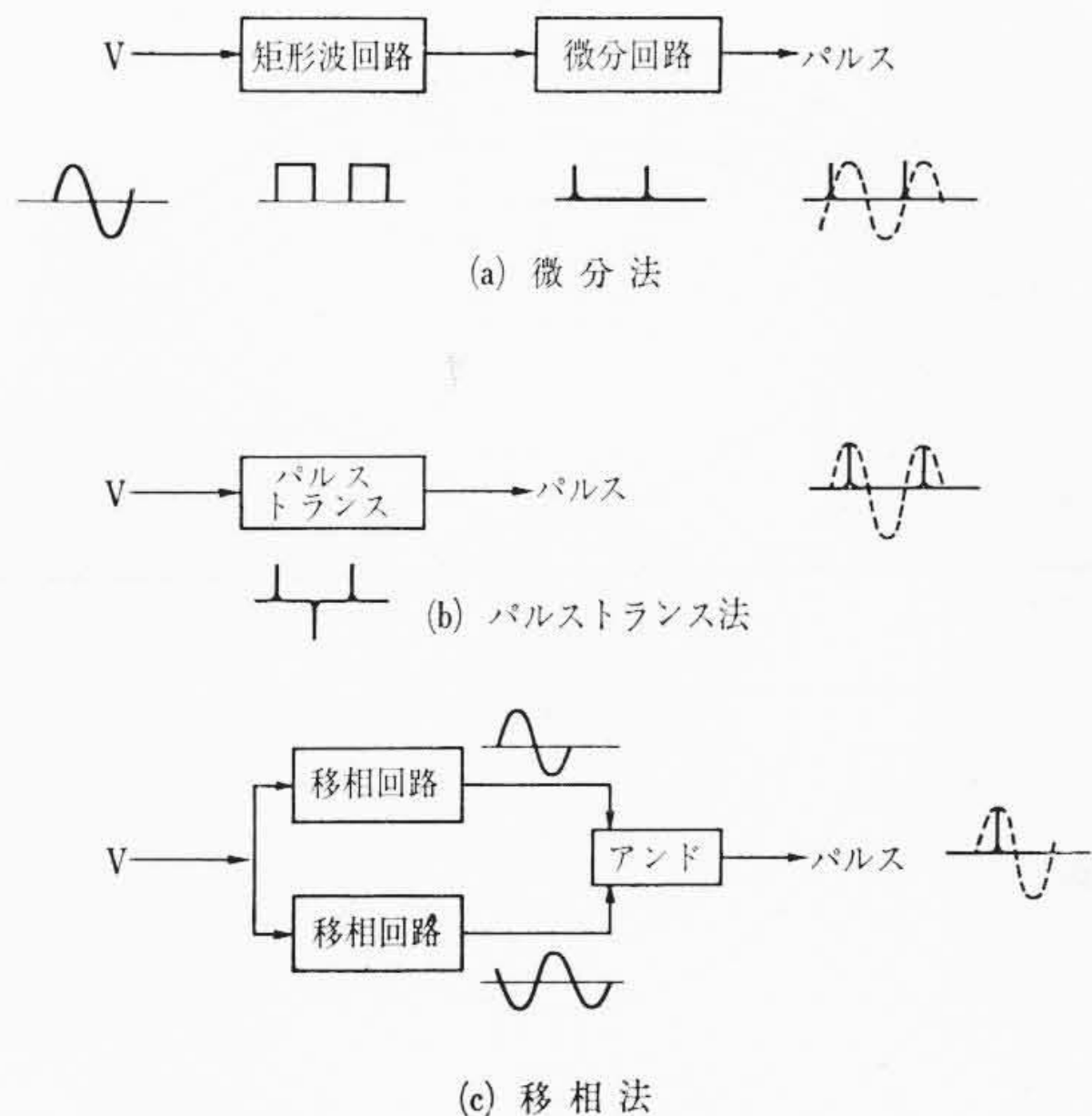
に大別できる。

2.1 パルス位相比較方式

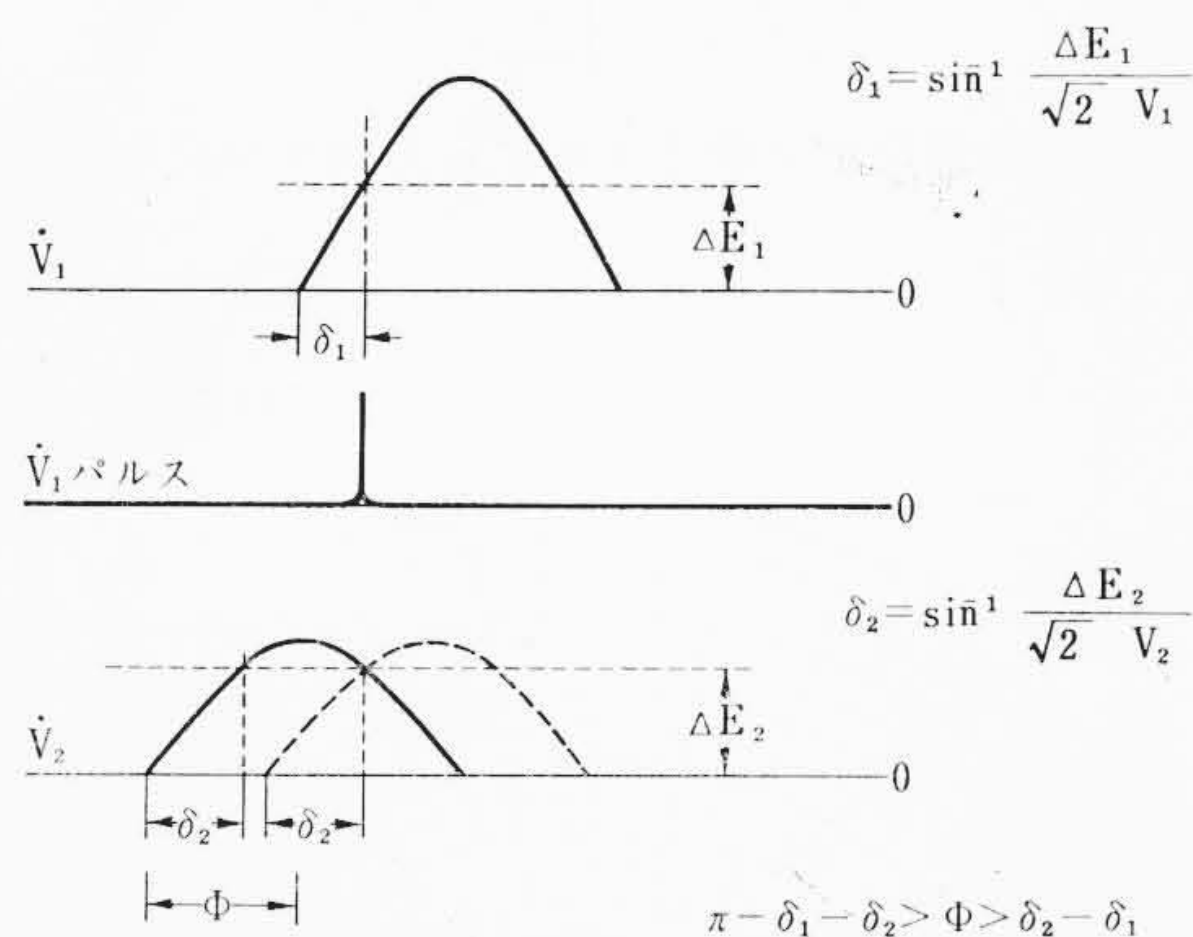
本方式は、位相判別回路を第2図のように構成し、位相を判別する二つの電圧のうちいずれか一方の電圧半波の特定位相よりパルスが発生させ、このパルスと他方の電圧半波が時間的に交わるかいないかで位相差を判別する方式である。このパルスが発生させる方法として第3図の微分法、パルストランス法、移相法などがある。今これらのうち第4図の微分法による位相判別回路で、継電器が動作する Φ の範囲を求めると

$$\begin{aligned} \pi - \sin^{-1} \frac{\Delta E_1}{\sqrt{2} V_1} - \sin^{-1} \frac{\Delta E_2}{\sqrt{2} V_2} & > \Phi > \sin^{-1} \frac{\Delta E_2}{\sqrt{2} V_2} \\ & - \sin^{-1} \frac{\Delta E_2}{\sqrt{2} V_1} \quad \dots\dots (5) \end{aligned}$$

* 日立製作所日立研究所



第3図 パルス発生法



第4図 パルス位相比較による位相判別回路の動作分解図

ただし ΔE_1 : 位相判別回路の V_1 側スイッチング感度電圧

ΔE_2 : 位相判別回路の V_2 側スイッチング感度電圧

となる。

(5)式よりわかるように ϕ の範囲は位相判別回路の検出感度 (スイッチング電圧 $\Delta E_1, \Delta E_2$) により変化する。(3)(4)(5)式が、微分法によるパルス位相比較方式の動作式である。

ほかのパルス発生方式についても同様に ϕ の範囲を求めればそれぞれの動作式がえられる。

2.2 直接位相比較方式

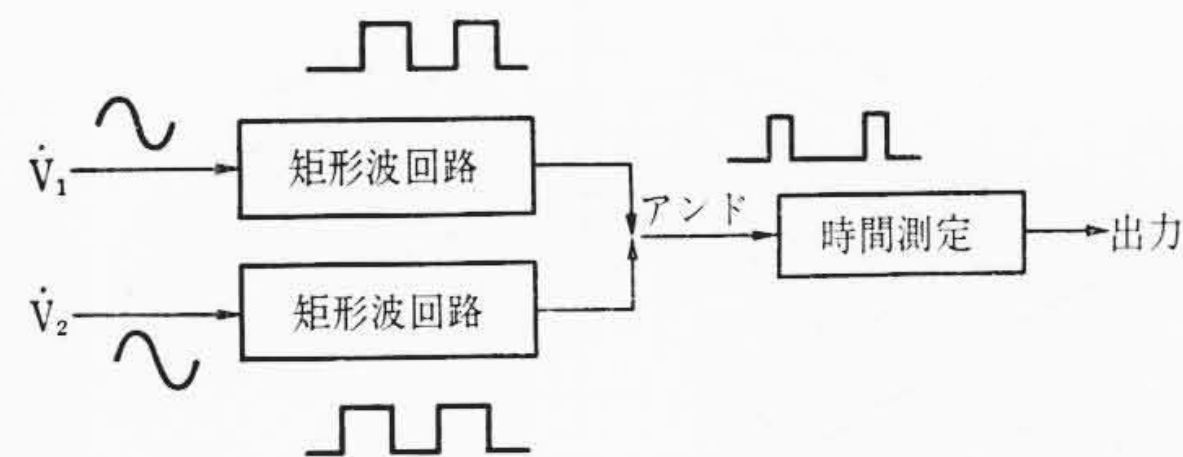
本方式は、パルス位相比較方式が二つの電圧のうち一方をパルスにして位相判別したのに対し、第5図のような回路構成で二つの電圧を直接比較し同時に同方向にある時間を測定することにより位相を判別する方式である。本方式による ϕ の動作範囲は、第6図の位相判別機構よりわかるように判別角 τ の設定により異なるとともに位相判別回路のスイッチング感度電圧の影響を受ける。

$$\begin{aligned} \pi - \tau - \sin^{-1} \frac{\Delta E_1}{\sqrt{2} V_1} - \sin^{-1} \frac{\Delta E_2}{\sqrt{2} V_2} > \phi > \tau \\ + \sin^{-1} \frac{\Delta E_1}{\sqrt{2} V_1} + \sin^{-1} \frac{\Delta E_2}{\sqrt{2} V_2} - \pi \end{aligned} \quad (6)$$

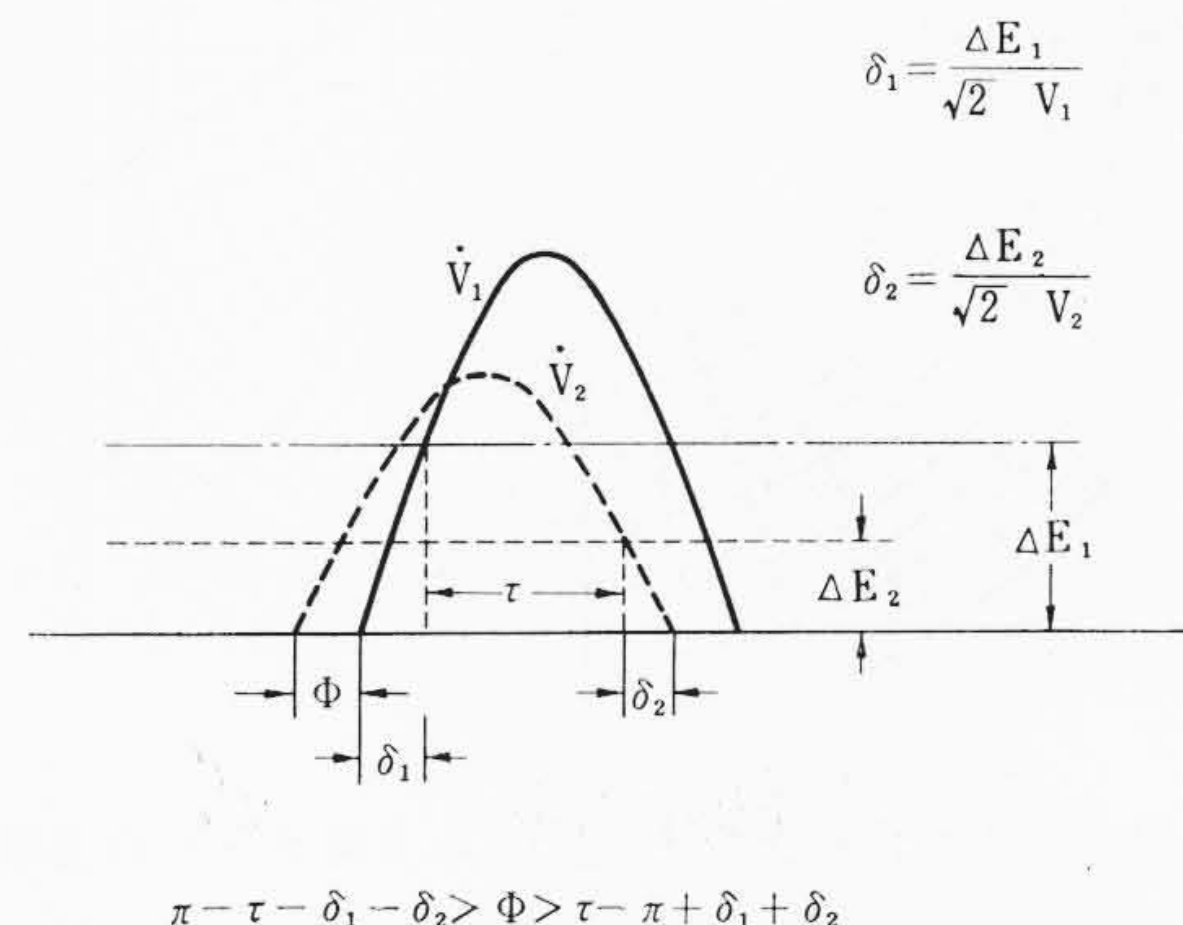
ただし τ : 判別時間を電気角に換算した値

またこの方式では ϕ に無関係に V_1, V_2 の大きさだけで動作が決まるので(6)式と同時に(7)式を満足しなければならない。

$$\left. \begin{aligned} V_1 &> \frac{\Delta E_1}{\sqrt{2} \cos \frac{\tau}{2}} \\ V_2 &> \frac{\Delta E_2}{\sqrt{2} \cos \frac{\tau}{2}} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$



第5図 直接位相比較方式による位相判別回路の原理ブロック図



第6図 直接位相比較方式による位相判別回路の動作分解図

(3)(4)(6)(7)式が直接位相比較方式の動作式である。

3. 位相比較形継電器の静特性

電圧、電流を入力とした複合継電器の特性には種々あるがその代表例として方向継電器、モー継電器の静特性を求めた。

3.1 方向継電器

方向継電器は電圧電流の位相差を判別し、故障点の方向を検出する継電器で位相比較形継電器の基本となるものである。いまこの例として同相特性を有する電力方向継電器の電圧電流感度特性、力率特性を求める。

3.1.1 パルス位相比較方式

(3)(4)(5)式において $z_1 = k_2 = 0$, $\theta_1 = \theta_2 = \theta_3 = 0$, $\theta_4 = \pi/2$ とおくと

$$\begin{aligned} \frac{\pi}{2} - \sin^{-1} \frac{\Delta E_1}{\sqrt{2} k_1 V} - \sin^{-1} \frac{\Delta E_2}{\sqrt{2} z_2 I} > \phi > \sin^{-1} \frac{\Delta E_2}{\sqrt{2} z_2 I} \\ - \sin^{-1} \frac{\Delta E_1}{\sqrt{2} k_1 V} - \frac{\pi}{2} \end{aligned} \quad (8)$$

となる。(8)式が微分法による方向リレーの動作式である。

(1) 力率特性

(8)式において V 一定とし I と ϕ の動作範囲を求めると第7図の力率特性がえられる。この図から本方式の力率特性は、方向判別の直線性は良いが V の大きさにより $\sin^{-1} \frac{\Delta E_1}{\sqrt{2} k_1 V}$ だけ移相することがわかる。次に I 側からパルスを発生させた場合には、同様に

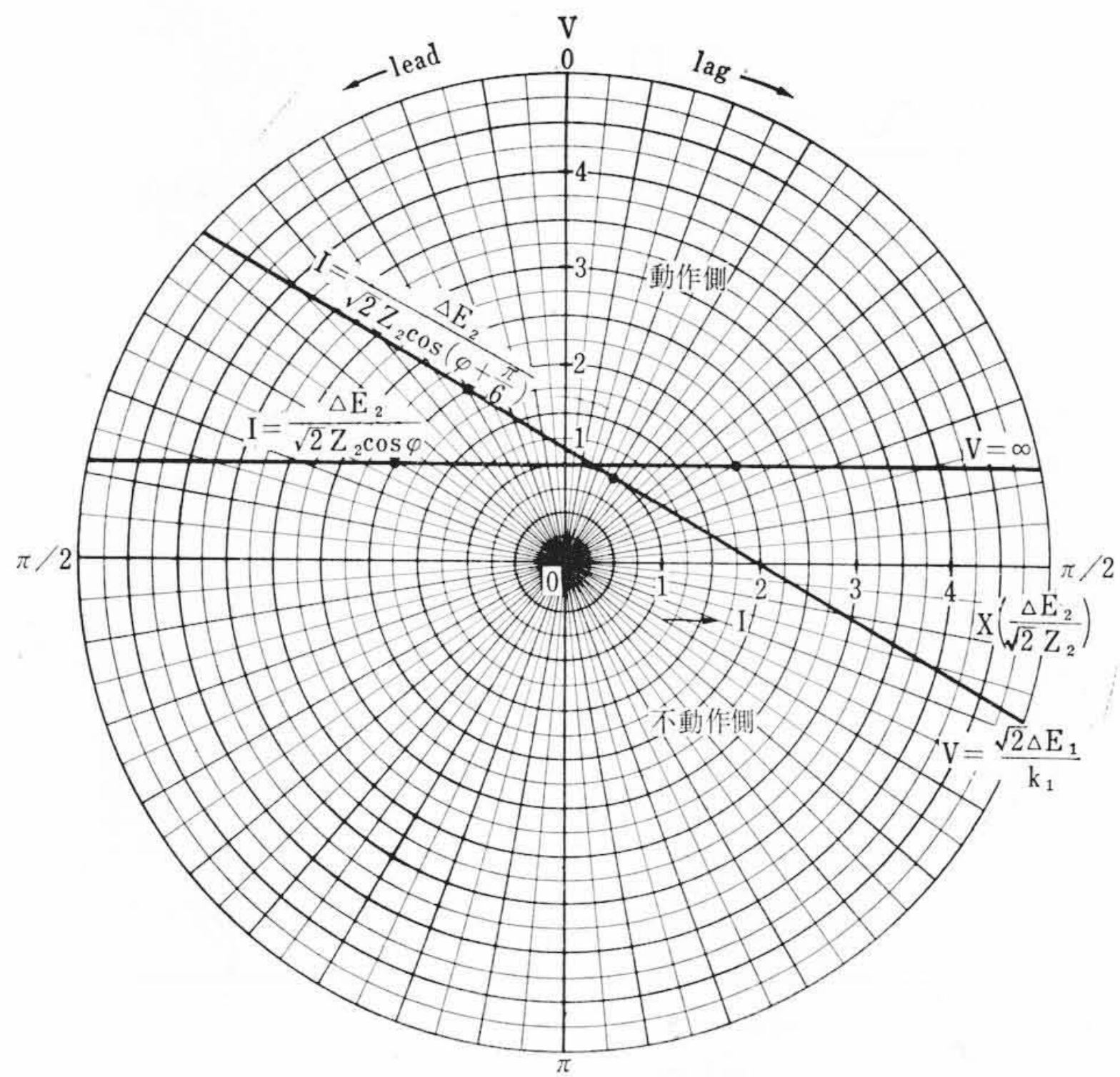
$$\begin{aligned} \frac{\pi}{2} - \sin^{-1} \frac{\Delta E_1}{\sqrt{2} k_1 V} - \sin^{-1} \frac{\Delta E_2}{\sqrt{2} z_2 I} > \phi > \sin^{-1} \frac{\Delta E_1}{\sqrt{2} k_1 V} \\ + \sin^{-1} \frac{\Delta E_2}{\sqrt{2} z_2 I} - \frac{\pi}{2} \end{aligned} \quad (9)$$

となり第8図の力率特性となる。この場合は、 V の大きさにより移相は行なわれないが折線特性となる。

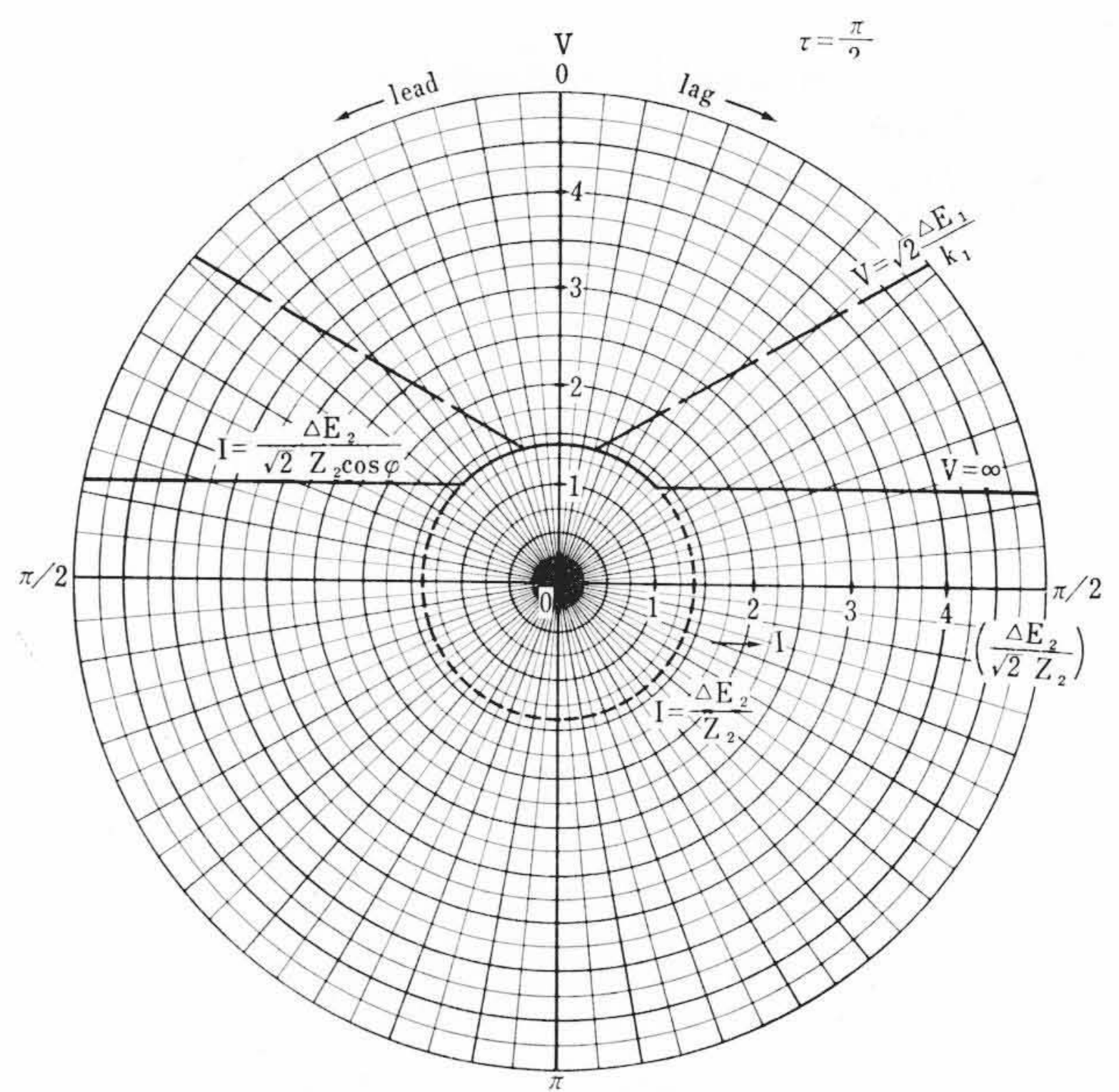
(2) 電圧電流感度特性

V, I 同相時の電圧電流感度特性を求める。(8)式または(9)式において $\phi = 0$ とおけば

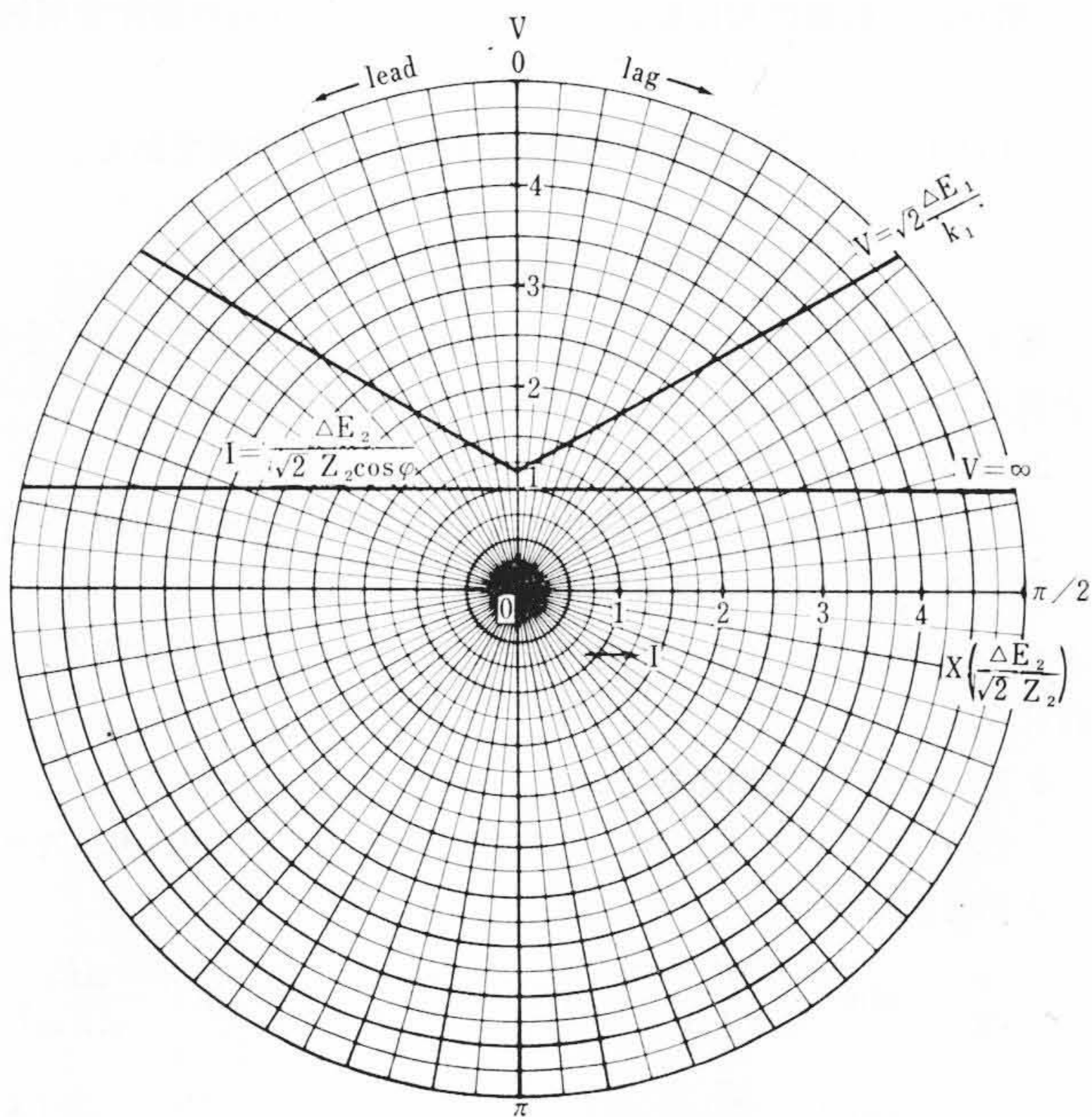
$$\sin^{-1} \frac{\Delta E_1}{\sqrt{2} k_1 V} + \sin^{-1} \frac{\Delta E_2}{\sqrt{2} z_2 I} < \frac{\pi}{2} \quad (10)$$



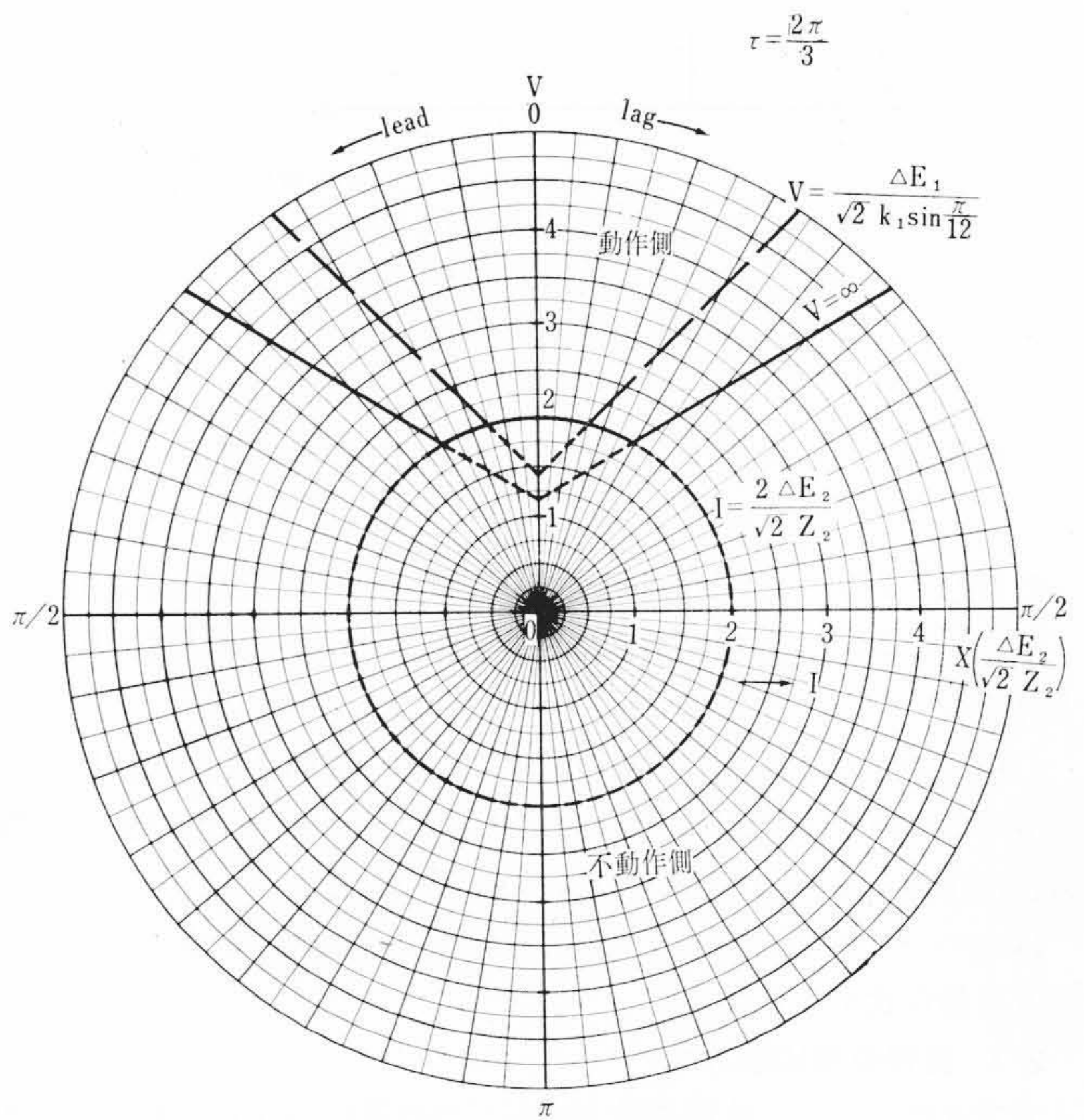
第7図 パルス位相比較方式による方向リレーの力率特性 (V側よりパルス発生)



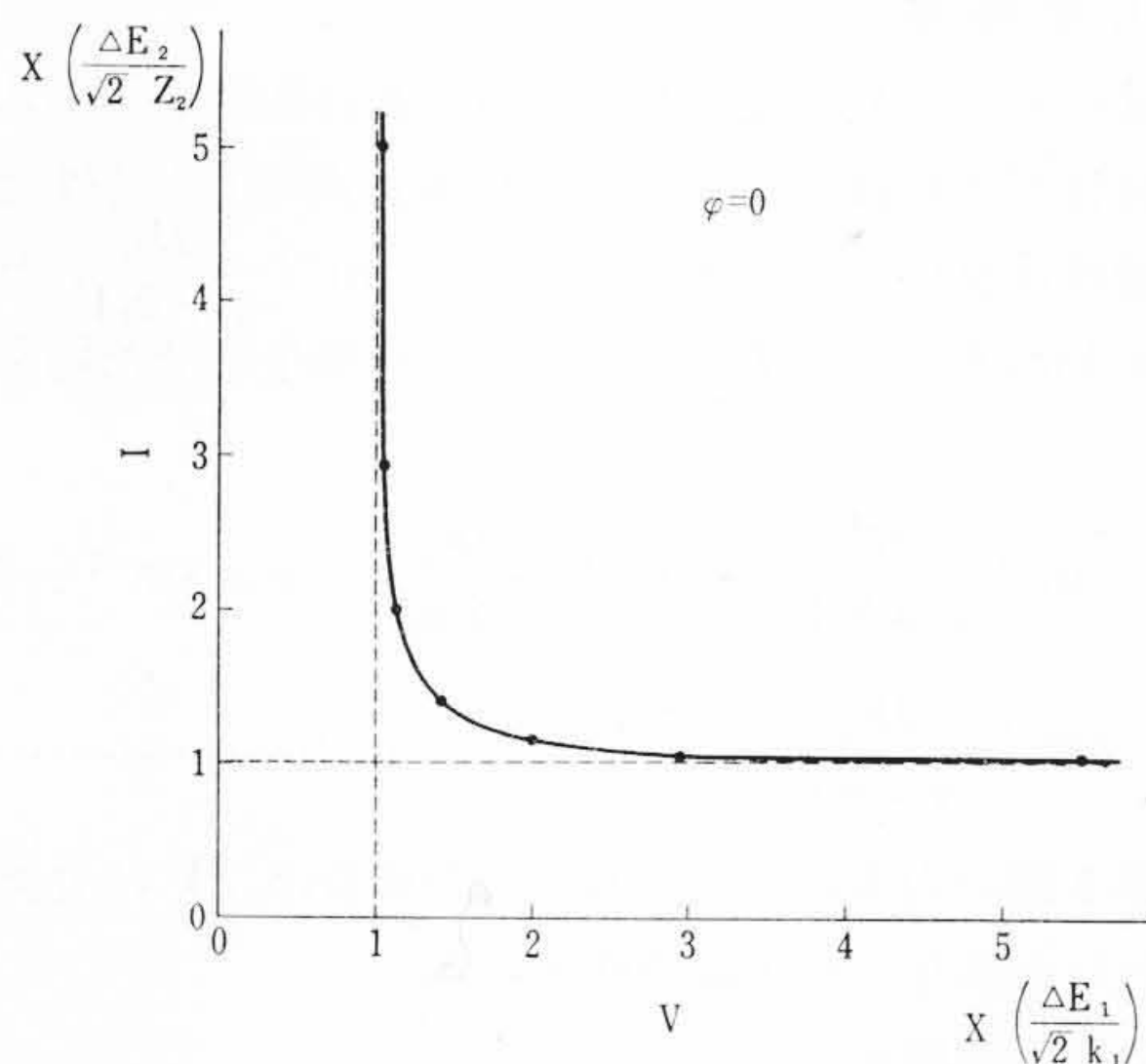
第10図 直接位相比較方式による方向リレーの力率特性 ($\tau = \frac{\pi}{2}$)



第8図 パルス位相比較方式による方向リレーの力率特性 (I側よりパルス発生)



第11図 直接位相比較方式による方向リレーの力率特性 ($\tau = \frac{2}{3}\pi$)



第9図 パルス位相比較方式による方向リレーの感度特性

となる。(10)式よりVとIの関係を求めると第9図のようになる。第9図よりわかるように電圧感度、電流感度は互いにほとんど影

響を受けないことがわかる。

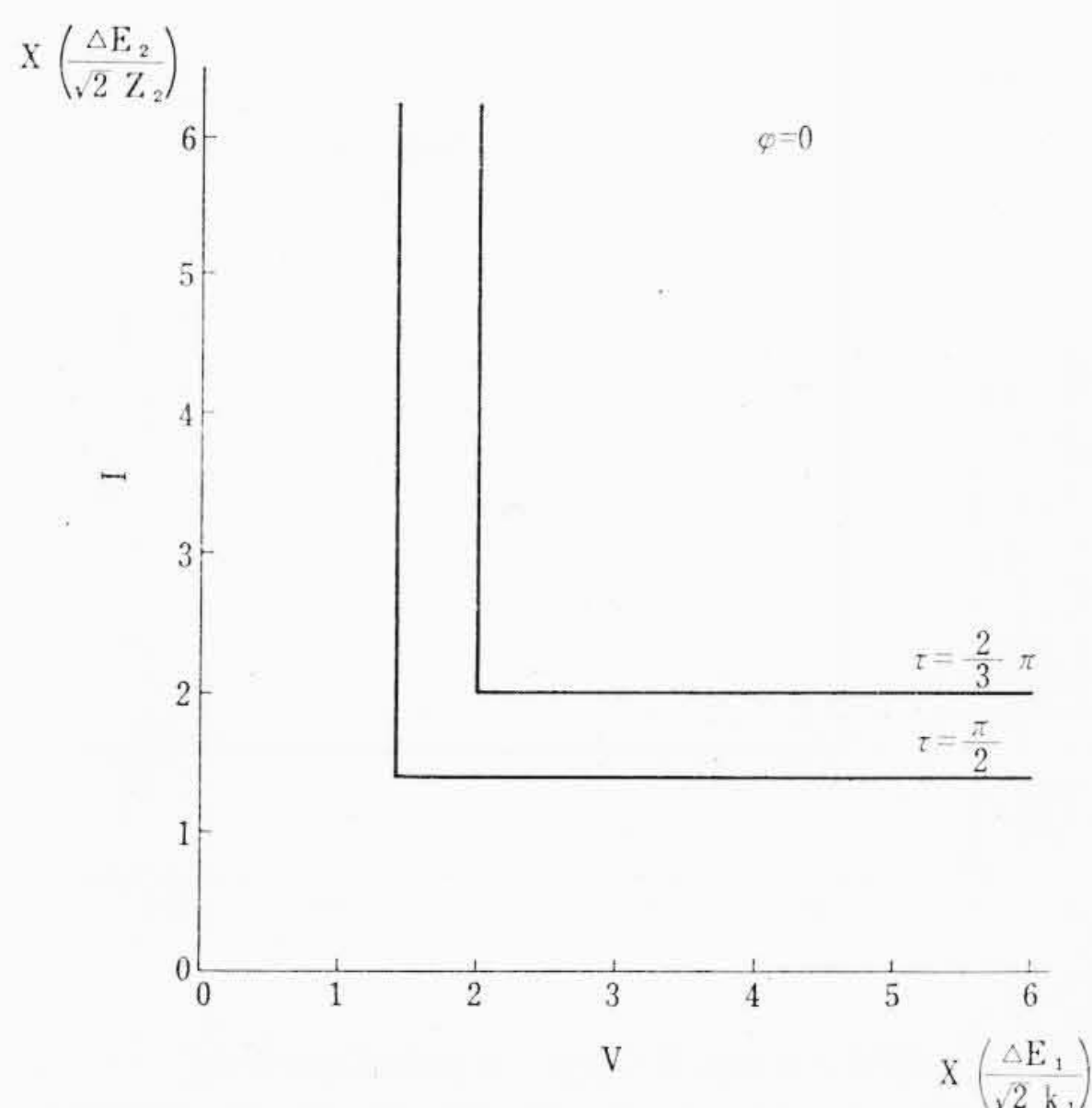
3.1.2 直接位相比較方式

(3)(4)(6)式において $k_2 = z_1 = 0$, $\theta_1 = \theta_2 = \theta_3 = \theta_4 = 0$ とおくと

$$\begin{aligned} \pi - \tau - \sin^{-1} \frac{\Delta E_1}{\sqrt{2} k_1 V} - \sin^{-1} \frac{\Delta E_2}{\sqrt{2} z_2 I} > \varphi > \tau - \pi \\ + \sin^{-1} \frac{\Delta E_1}{\sqrt{2} k_1 V} + \sin^{-1} \frac{\Delta E_2}{\sqrt{2} z_2 I} \dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

また(7)式より

$$\left. \begin{aligned} V &> \frac{\Delta E_1}{\sqrt{2} k_1 \cos \frac{\tau}{2}} \\ I &> \frac{\Delta E_2}{\sqrt{2} z_2 \cos \frac{\tau}{2}} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (12)$$



第12図 直接位相比較方式による方向リレーの感度特性

となる。

(11) (12) 式が直接位相比較方式による方向リレーの動作式である。

(1) 力率特性

(11) (12) 式において V を一定とし I と φ の動作範囲を求めると第10, 11図の力率特性がえられるが、特性は折線と円弧の組合せ特性となり、 V, τ の大きさにより相当異なる。

(2) 電圧電流感度特性

V, I 同時時の電圧電流感度特性を求める。この場合電圧および電流感度は(12)式よりわかるように互いに独立であるため第12図のような折線特性となる。

3.2 モー継電器

モー継電器は、故障点までの距離と方向を判別する距離継電器の一種で電磁形継電器ではよく用いられている。位相比較形電子式保護継電器においてもこれとほぼ同等の特性をうることができ、実用に供されているが、細部の特性はかなり異なっている。

3.2.1 パルス位相比較方式

(3) 式において $\theta_1 = \pi/2, \theta_2 = \pi, \theta_3 = 0, z_1 = 0, V/I = Z$ とおくと、

$$Z^2 \{ \cos^2 \phi \cdot Z^2 - 2 \frac{z_2}{k_2} \cos(\varphi + \theta_4) \cdot \cos^2 \phi \cdot Z + \left(\frac{z_2}{k_2} \right)^2 [\cos^2 \phi - \sin^2(\varphi + \theta_4)] \} = 0 \quad (13)$$

となる。(13) 式と(15) 式よりパルス位相比較方式(微分法)によるモー継電器の動作特性がえられる。

(1) 力率特性

(5) 式において入力電圧、入力電流に比し $\Delta E_1, \Delta E_2$ が十分小さければ、 ϕ の動作範囲はほぼ

$$\pi > \phi > 0 \quad (14)$$

となる。(13) (14) 式より

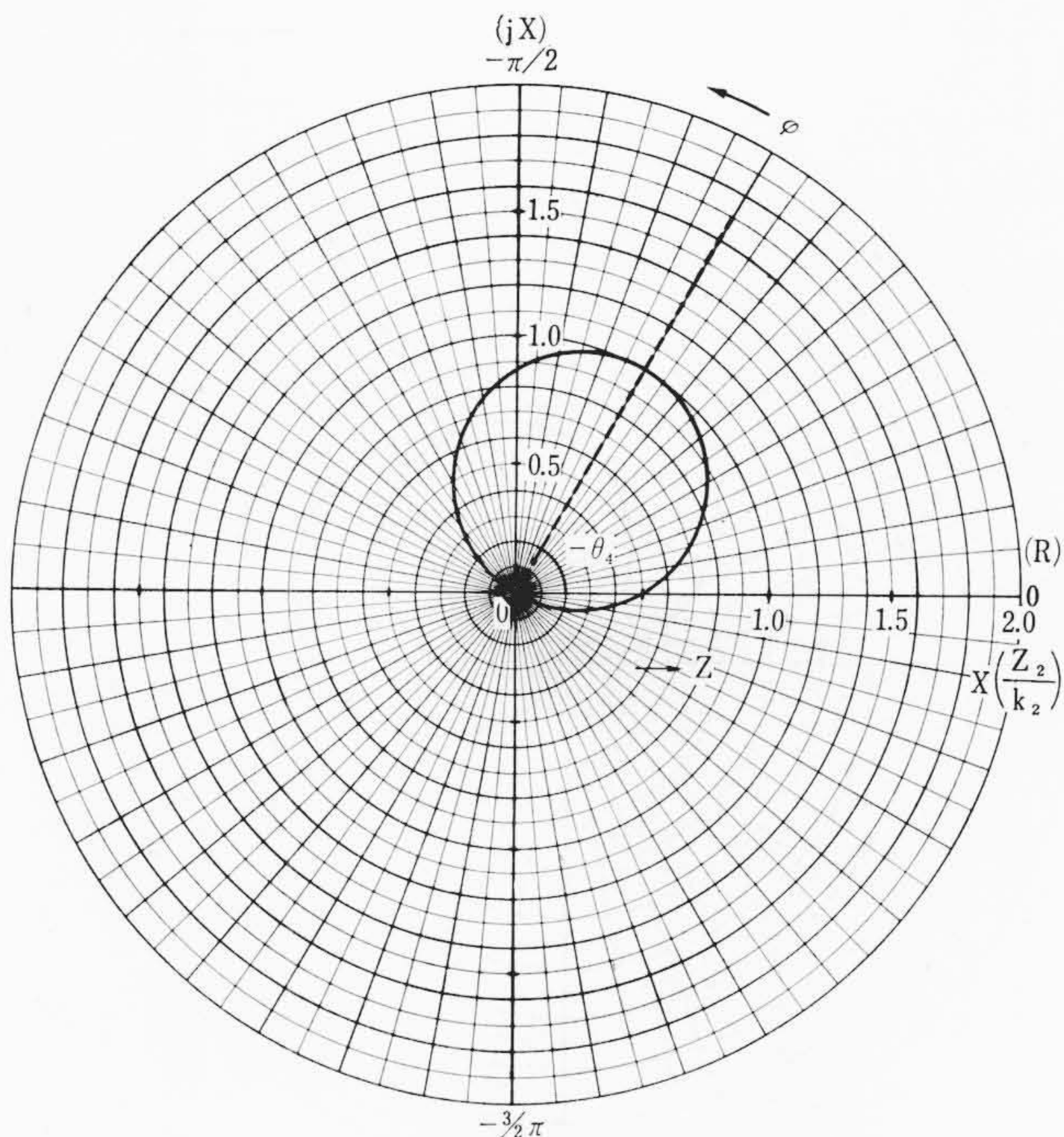
$$Z < \frac{z_2}{k_2} \cos(\varphi + \theta_4) \quad (15)$$

となり、これより Z と φ の動作範囲を求めると第13図のモー特性がえられる。

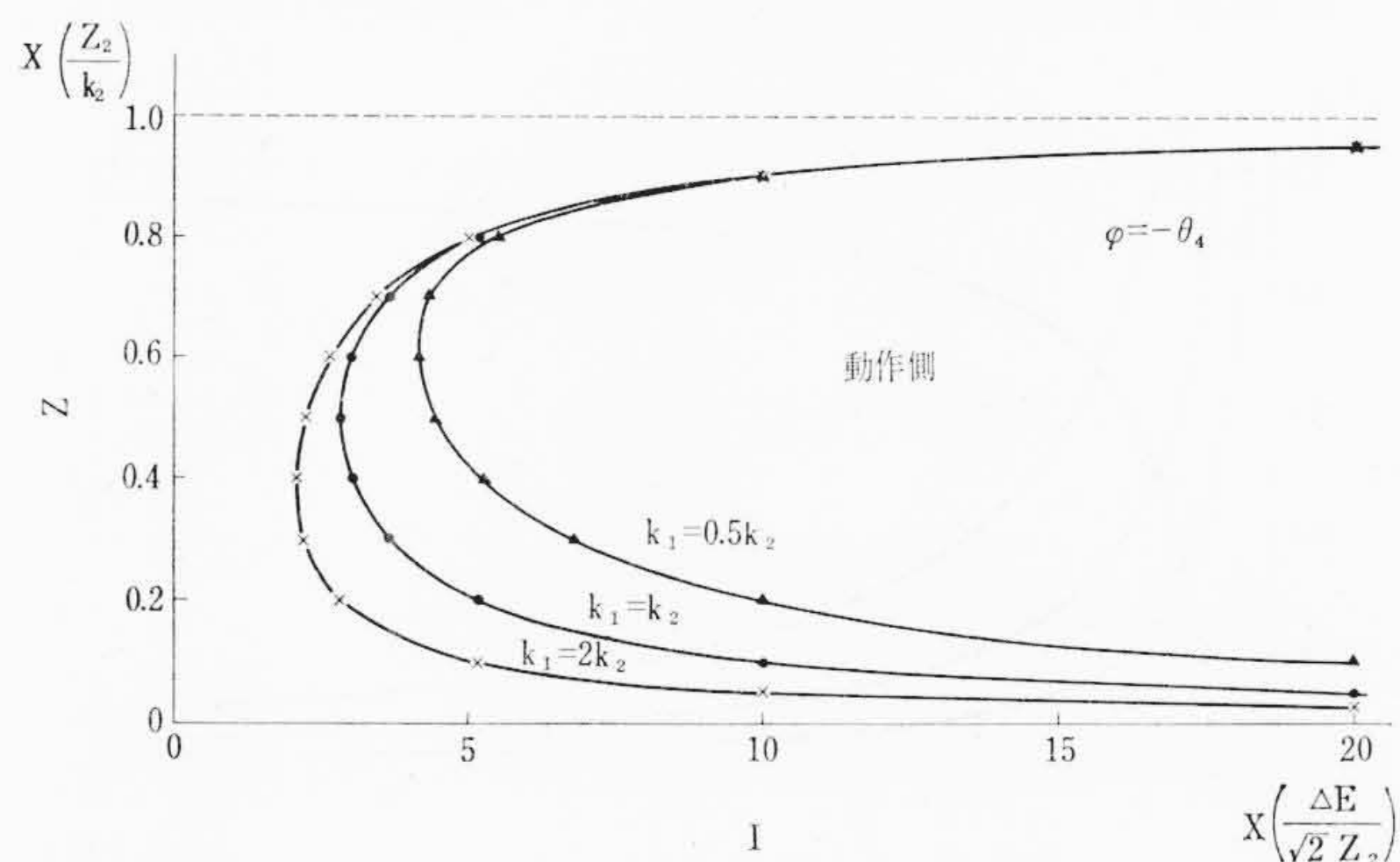
(2) 電流・インピーダンス感度特性

特性角すなわち $\varphi = -\theta_4$ 点での電流とインピーダンスの関係を求める。(5) (13) 式において $\varphi = -\theta_4, \Delta E_1 = \Delta E_2 = \Delta E$ とおくと

$$I > \frac{\sqrt{(k_1^2 + k_2^2) Z^2 - 2k_2 z_2 Z + z_2^2}}{\sqrt{2} k_1 Z (z_2 - k_2 Z)} \cdot \Delta E \quad (16)$$



第13図 パルス位相比較方式によるモー継電器の力率特性



第14図 パルス位相比較方式によるモー継電器のインピーダンス感度特性

となり、これより第14図のような電流・インピーダンス感度特性が求まる。

3.2.2 直接位相比較方式

(3) 式において $\theta_1 = \theta_3 = 0, \theta_2 = \pi, z_1 = 0, V/I = Z$ とおけば、

$$Z^2 \sin^2 \phi \left[Z - \frac{z_2 \sin(\varphi + \theta_4 + \phi)}{k_2 \sin \phi} \right] \times \left[Z + \frac{z_2 \sin(\varphi + \theta_4 - \phi)}{k_2 \sin \phi} \right] = 0 \quad (17)$$

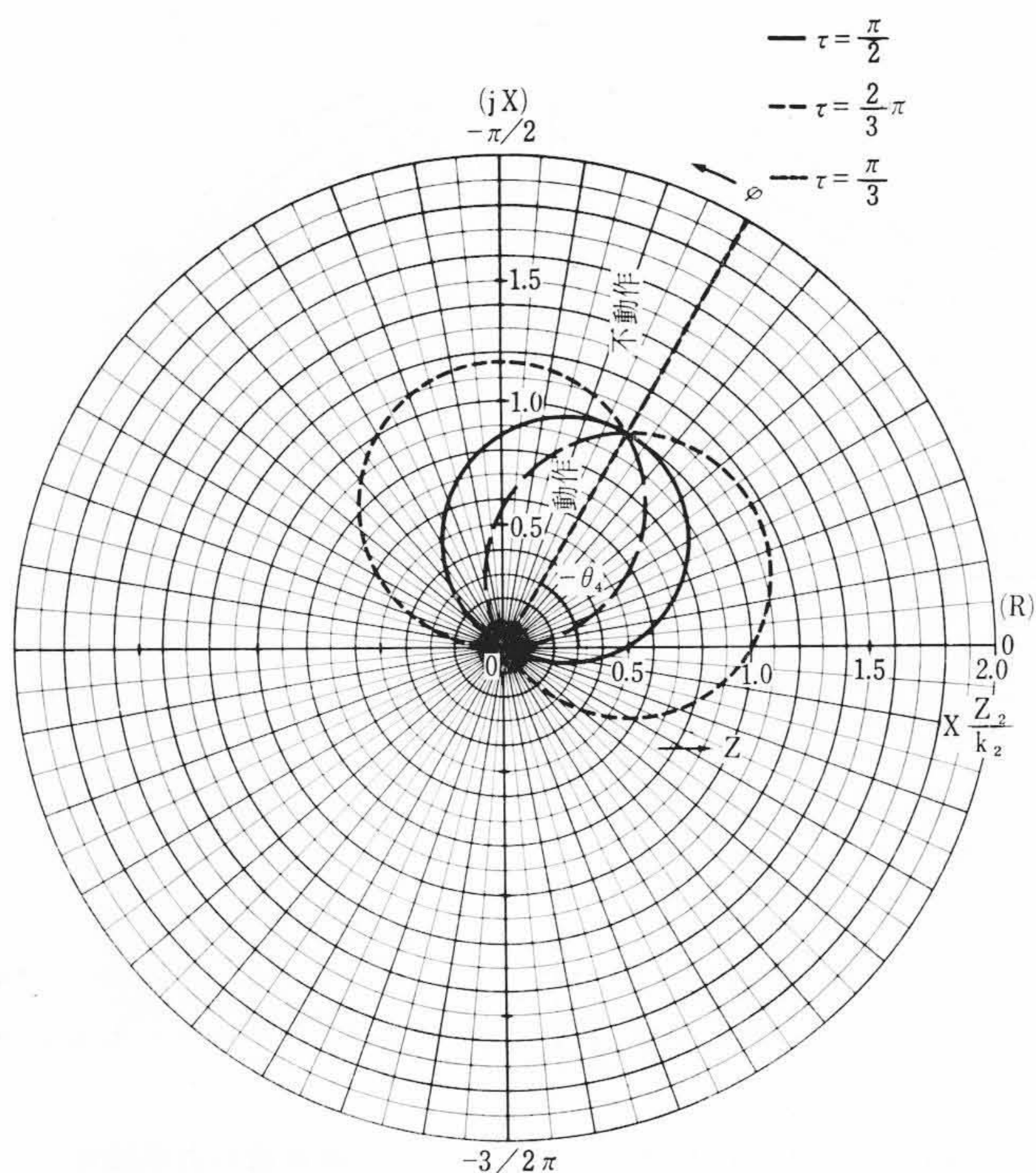
となる。(4) (6) (7) (17) 式が、直接位相比較方式によるモーリレーの動作式である。

(1) 力率特性

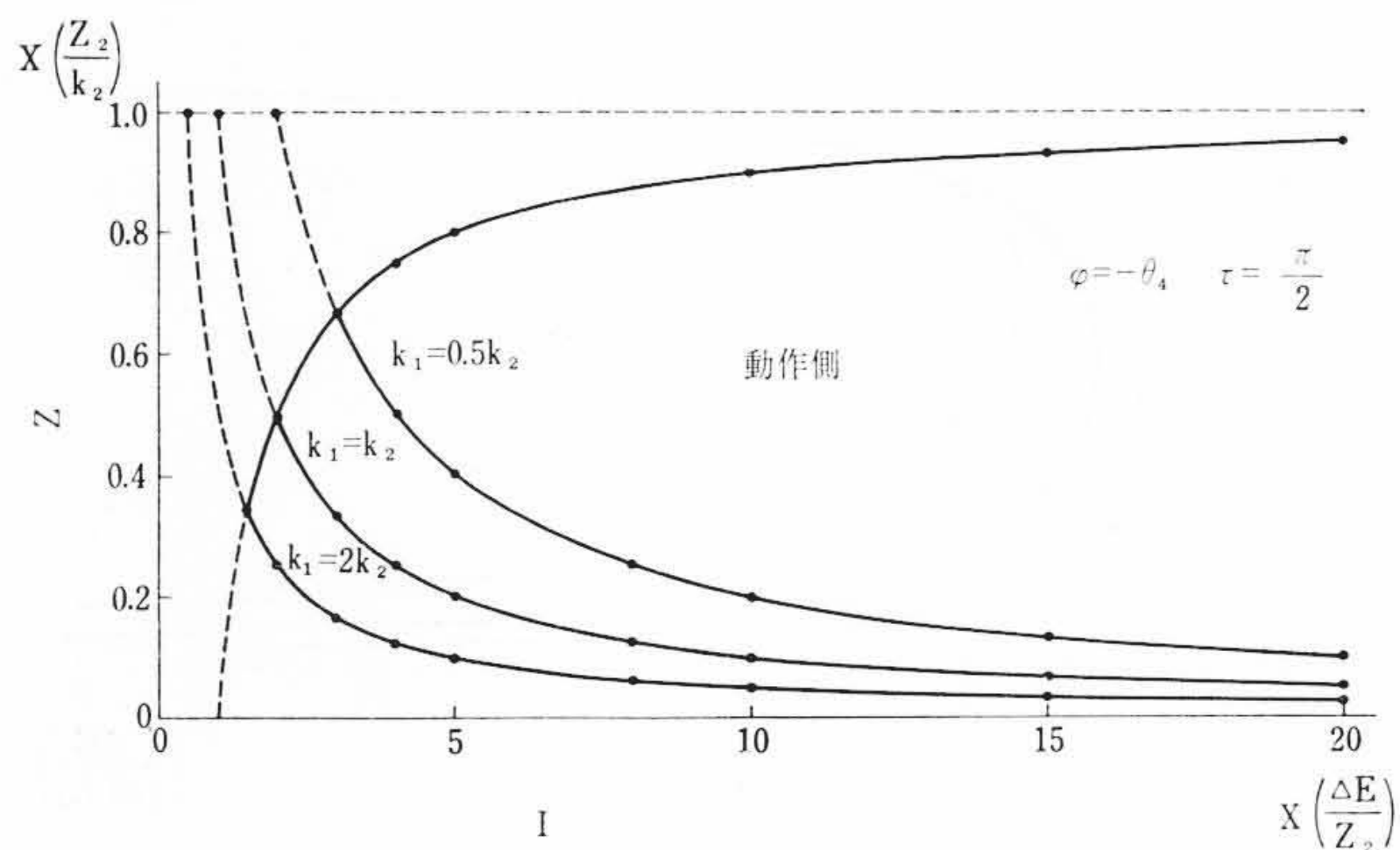
(4) (6) (7) (17) 式において $\Delta E_1, \Delta E_2$ が十分小さい場合の Z と φ の関係を求めると

$$\left. \begin{aligned} 2\pi \geq \varphi + \theta_4 \geq \pi \text{ のとき, } Z &< \frac{z_2 \cos\left(\varphi + \theta_4 + \frac{\pi}{2} - \tau\right)}{k_2 \sin(\pi - \tau)} \\ \pi \geq \varphi + \theta_4 \geq 0 \text{ のとき, } Z &< \frac{z_2 \cos\left(\varphi + \theta_4 + \tau - \frac{\pi}{2}\right)}{k_2 \sin(\pi - \tau)} \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

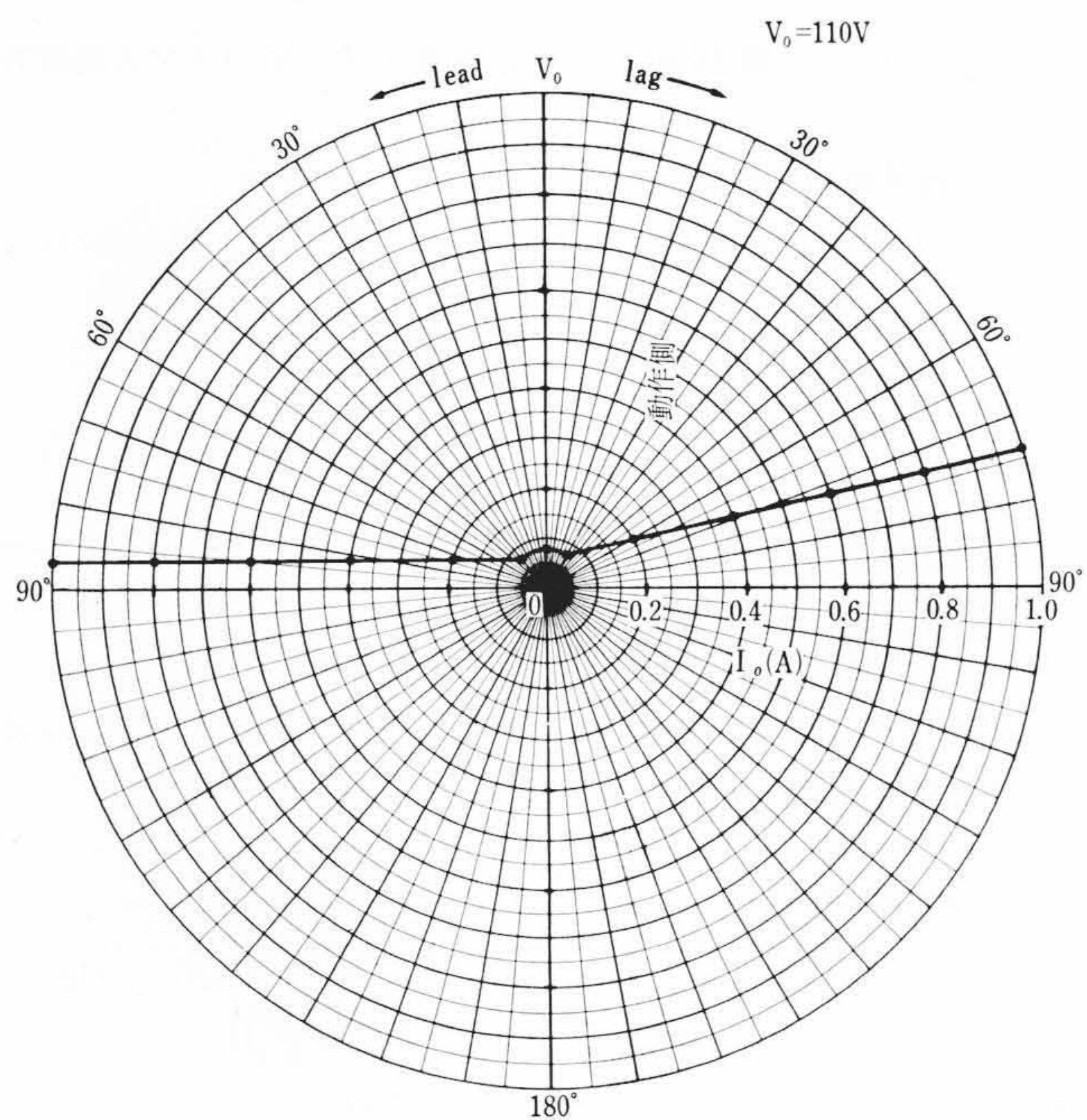
となる。(18) 式において Z と φ の関係を求めると第15図のようになる。これより直接位相比較方式では $\tau = \pi/2$ のときのみ電磁



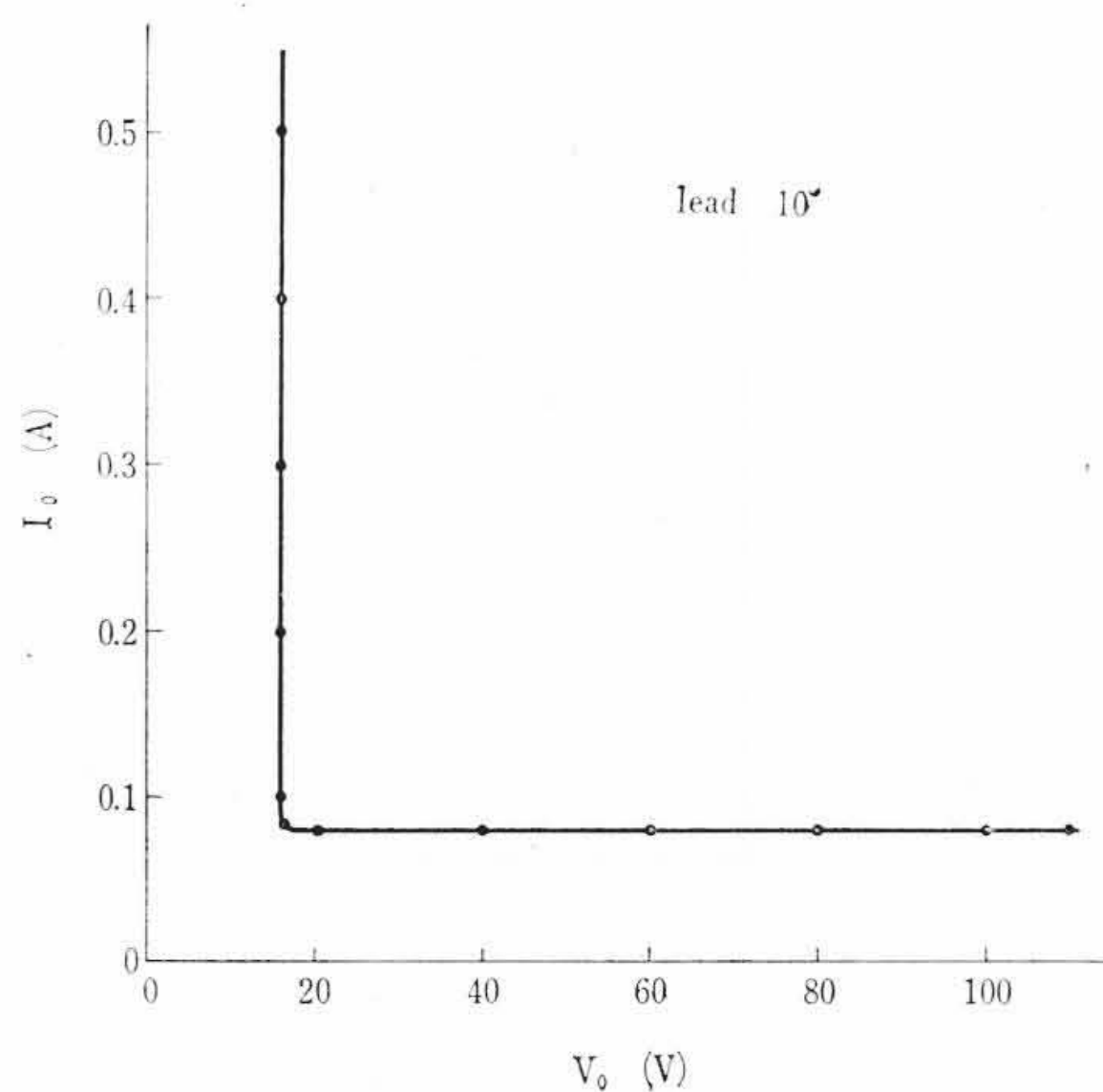
第15図 直接位相比較方式によるモー継電器の力率特性



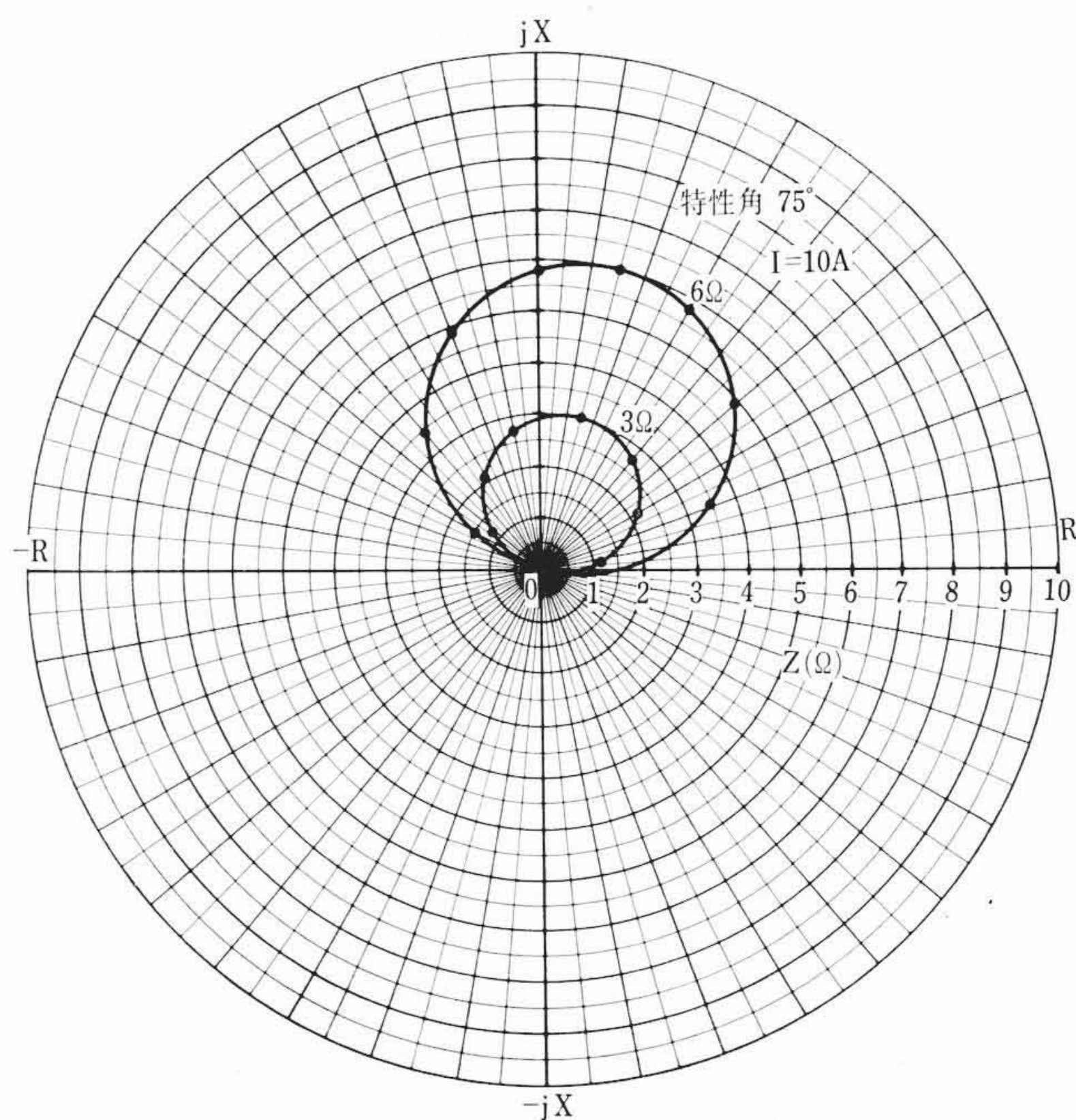
第16図 直接位相比較方式によるモー継電器のインピーダンス感度特性



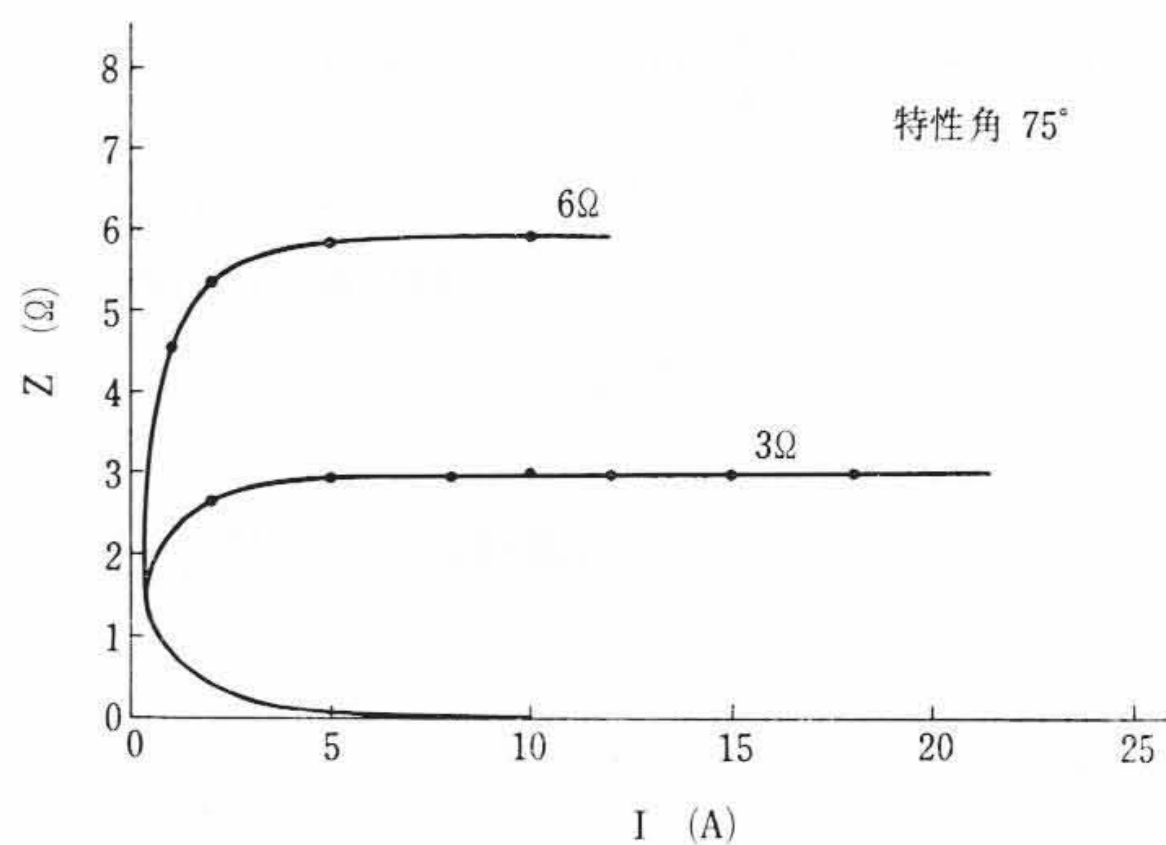
(四国電力株式会社新居浜変電所設置，直接位相比較方式)
第17図 地絡方向継電器力率特性



(四国電力新居浜SS設置，直接位相比較方式)
第18図 地絡方向継電器感度特性



(九州電力株式会社妙見発電所納，直接位相比較方式)
第19図 方向距離継電器力率特性



(九州電力株式会社妙見発電所納，直接位相比較方式)
第20図 方向距離継電器インピーダンス感度特性

形やパルス位相比較方式と同様のモー特性がえられ， $\tau \neq \pi/2$ のときは二つの円の組合せ特性となることがわかる。

(2) 電流・インピーダンス感度特性

特性角 $\varphi = -\theta_4$ 点での電流とインピーダンスの関係を求める。(17)式より $\varphi = -\theta_4$ 点では $\Phi = 0$ となるのでこの場合の動作範囲は(7)式により決まる。(7)式において $\Delta E_1 = \Delta E_2 = \Delta E$ ， $\tau = \pi/2$ とおけば

$$\frac{z_2}{k_2} \left(1 - \frac{\Delta E}{z_2 I} \right) > Z > \frac{z_2}{k_1} \cdot \frac{\Delta E}{z_2 I} \dots\dots\dots (19)$$

となり第16図の電流インピーダンス感度特性が求まる。

3.3 検 討

以上方向継電器，モー継電器を例にとり静特性を求めた。これらの実測例を第17～19図および第20図に示す。解析結果は実測例とよく傾向が一致している。

4. 結 言

以上，位相比較形電子式保護継電器の静特性の解析について述べた。解析は主として電子回路のスイッチング感度，位相判別角に注

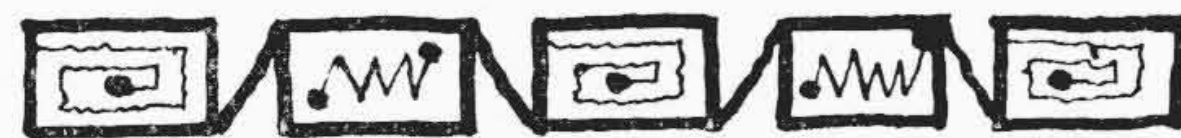
目して行なった。この結果，実験では見落としやすい細部の特性および動作機構が明らかになった。終わりにのぞみ終始ご激励を賜った日立製作所日立研究所小林部長，高林主管研究員に対し衷心より謝意を表する。

参 考 文 献

- (1) P. Mathews, B. D. Nellist: TIEEE., Pt. III, 83, 165 (Feb. 1964)
- (2) C. G. Dewey, M. E. Hodges: TAIEE., Pt. III, 79, 373 (Aug. 1960)
- (3) S. H. Horowitz, A. J. McConnell, H. T. Seeley: TAIEE., Pt. III, 79, 381 (Aug. 1960)
- (4) 三木，中山：昭37電気四学会連合大会 619



特 許 の 紹 介



特許第413428号

平 田 憲 一・坪 井 孝

列 車 等 価 運 転 装 置

この発明は列車を実際に運転しなくてもその運転特性実験が行なえる等価運転装置を提案するものである。

軌道上を走行する列車の運動は列車重量と走行抵抗によってほぼ定まってくる。つまり車両を駆動する電動機からみると列車の走行運動は慣性をもつ回転体の運動と類似する。したがって列車の運動エネルギー $1/2 mv^2$ と回転体の回転エネルギー $1/2 Io^2$ とを等しくするとともに回転体に摩擦力その他の機械的方法で列車抵抗に相当する反回転力を与えてやればこの回転体の運動は実際の走行列車とまったく等価的となり，電動機には実際の運転と同一条件が与えられる。この発明ではフライホイールと直流機の組合わせによって構成されている。

図に示した一具体例について説明すると，列車駆動用電動機MにはフライホイールFW(運動エネルギーを模擬する)，直流機A₁(列車抵抗を模擬する)および速度発電機が連結されている。さらに誘導電動機I.Mのごとき原動機によって駆動される直流機A₂を列車抵抗模擬用直流機A₁と直列に接続する。直流機A₂の励磁装置にはたとえば磁気増幅器MAが使用され，直流機A₂の電機子電流Iはこの増幅器MAに帰還されている。そこで増幅器MAの利得を十分大きくしておけば直流機A₂つまりA₁の電機子電流は制御巻線C₁の入力電流に比例する。また制御巻線C₁の電流は速度発電機TGの発生電圧と直流電源Bによって決定される。直流機A₁の励磁電

流を一定にしておけば直流機A₁の発生トルクは電流Iに比例するが，上記のごとく電流Iは発電機TGと電源Bに比例する。したがって電源Bの電圧が零のときはA₁の発生トルク(走行抵抗)は駆動電動機速度(列車速度)に比例する。電源Bの電圧および極性その他を調整すれば種々のこう配のときの走行抵抗が得られる。上りこう配のときは直流機A₁は発電機化し，下りこう配のときは直流機A₂より受電して電動機化する。また車重が異なる場合にはフライホイールFMの大きさ，枚数を調整する。なおこの等価運転装置は日立製作所日立研究所水戸分室に設置されているが国内に類を見ない装置なので業界，学界の注視するところである。(渡辺)

