

日立トランジスタ距離継電器

Hitachi Transistorized Distance Relays

抜山 誠* 三木 義照**
Makoto Nukiyama Yoshiteru Miki

内 容 梗 概

日立トランジスタ距離継電器の構造、動作原理、仕様につき述べ、さらに過渡特性につき計算結果とそのデータを比較し解析を行なった。

1. 緒 言

継電器の静止化は電子管時代に端を発しているが、その信頼性と寿命に問題があり実用化されなかった。近年トランジスタの急速な発達により、この研究は各社において再開された。日立製作所においても早くから継電器のトランジスタ化に着手し、基礎研究に立脚した継電器の開発を行なってきた。トランジスタ形距離継電器はその一つであって、モー継電器、リアクタンス継電器のほかに、これらの変形として木の葉形、四辺形、多変形などの継電器が提案されているが、この基礎技術はモー継電器とリアクタンス継電器に集約することができる。

本稿は SHY 形モー継電器と SX 形リアクタンス継電器につき過渡特性の解析を中心にその特性について述べている。

2. トランジスタ継電器の構成と動作原理

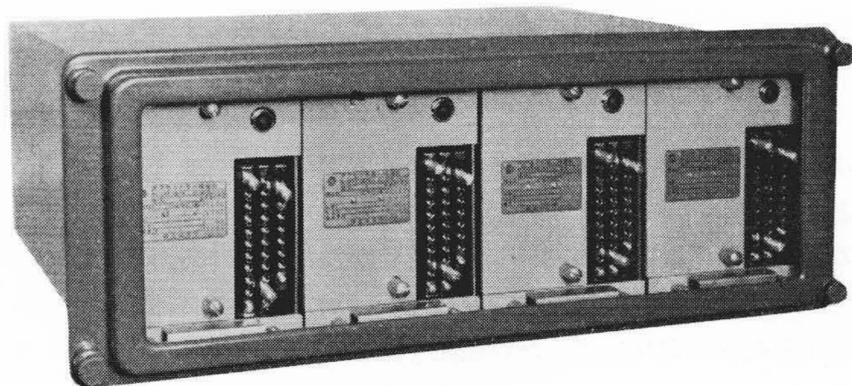
2.1 継電器の構成

日立無接点継電器は1相1段を単位要素とし、この中に交流回路とトランジスタ回路を収納し、各单位要素ごとにケースより引出せる引出形構造となっている。第1図はこれらの要素を4台ケースに収納した外観、第2図は単位要素をケースより引出したものである。要素内部にはプリント配線を全面的に採用し、構造の単純化を図っているため、組立が容易でかつ均質な製品を得ることができる。また各要素は同一寸法、構造を持っているので、用途に応じて、任意の配置が可能である。要素内の電子回路素子は容易に引出せるプラグイン構造となっているから内部素子の点検をすみやかにこなうことができる。

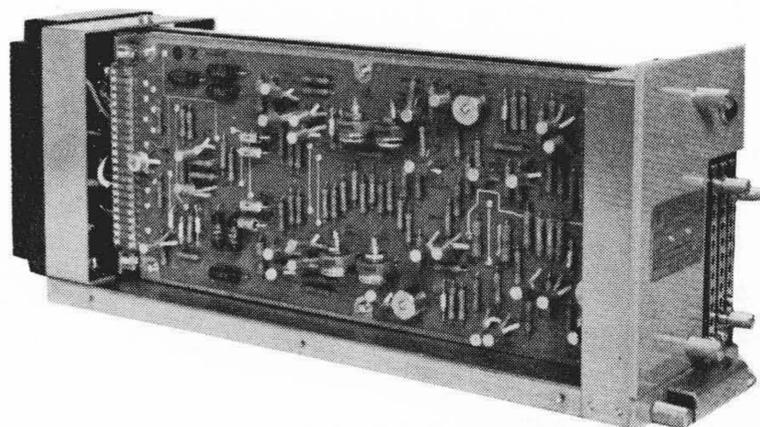
2.2 動作原理

日立無接点距離継電器は高速度で比較的安定な直接位相比較方式を採用している。今この動作原理を最も一般性のあるオフセットモー継電器について述べる。

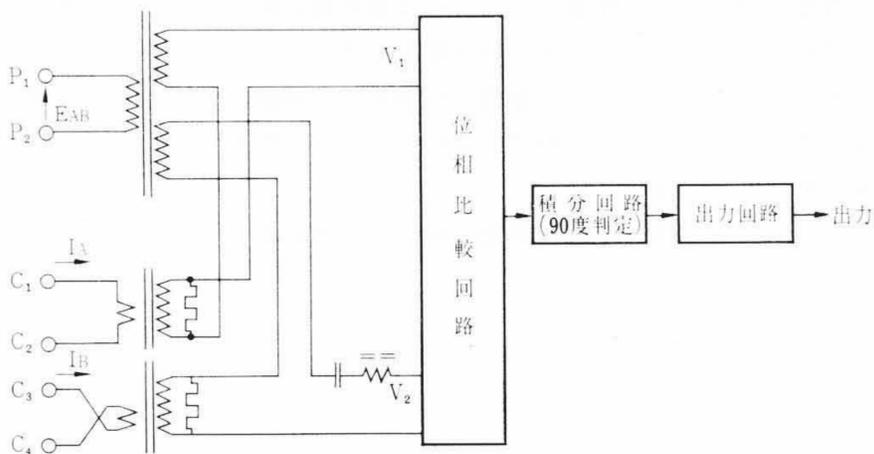
第3図はオフセットモー継電器のブロック線図である。今変圧器およびギャップ付変流器へ加えられる入力およびこの出力電圧をそれぞれ



第1図 トランジスタ形無接点継電器



第2図 SHY 形トランジスタモー継電器の要素



第3図 SHY 形オフセットモー継電器のブロック線図

なる二つの電圧 \dot{V}_1 および \dot{V}_2 を得る。この二つの電圧ベクトルの位相差が互いに90度の時に着目すれば $\Re(\dot{V}_1 \times \dot{V}_2) = 0$ なる条件から

$$k_1 k_2 E^2 - (Z_1 k_2 - Z_2 k_1) \cos(\theta - \varphi) \cdot EI - Z_1 Z_2 I^2 = 0 \dots\dots (3)$$

となり $I \neq 0$ とすれば

$$k_1 k_2 Z_1^2 - (Z_1 k_2 - Z_2 k_1) \cos(\theta - \varphi) Z_1 - Z_1 Z_2 = 0 \dots\dots (4)$$

となる。ただしここに $Z_1 = E/I$ は線路のインピーダンスである。

今 $k_1, k_2 \neq 0$ とすれば(4)式は

$$Z_1^2 - \left(\frac{Z_1}{k_1} - \frac{Z_2}{k_2} \right) \cos(\theta - \varphi) Z_1 - \frac{Z_1}{k_1} \cdot \frac{Z_2}{k_2} = 0 \dots\dots (4')$$

のように変換できる⁽⁴⁾。線路のインピーダンス Z_1 は抵抗分 R_1 、リ

$$\left. \begin{aligned} \text{継電器入力電圧} & \quad \dot{E}_{AB} = \dot{e} = E \varepsilon j \omega t \\ \text{継電器入力電流} & \quad \dot{I}_A - \dot{I}_B = \dot{i} = I \varepsilon j(\omega t - \varphi) \\ \text{継電器入力電圧, 電流位相角} & \quad \varphi \\ \text{変圧器2次電圧} & \quad k_1 E \varepsilon j \omega t \text{ および } k_2 E \varepsilon j \omega t \\ \text{ギャップ付 CT 2次電圧} & \quad Z_1 I \varepsilon j(\omega t - \varphi + \theta) \\ & \quad \text{および } Z_2 I \varepsilon j(\omega t - \varphi + \theta) \\ \text{ギャップ付 CT 1次電流, 2次電圧, 位相角} & \quad \theta \end{aligned} \right\} \dots\dots (1)$$

とすればこの電圧のベクトルの和および差の電圧は

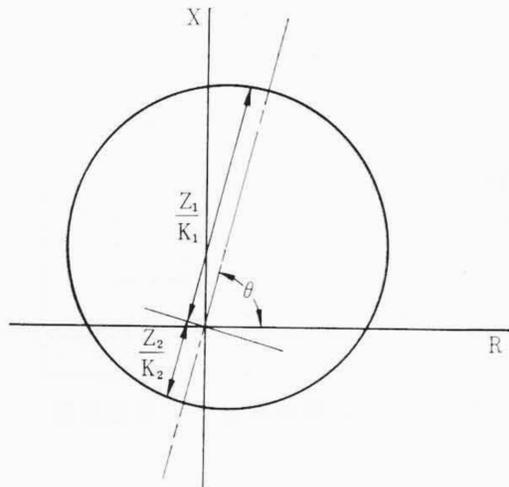
$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_1 &= k_1 E \varepsilon j \omega t - Z_1 I \varepsilon j(\omega t - \varphi + \theta) \\ \dot{V}_2 &= k_2 E \varepsilon j \omega t + Z_2 I \varepsilon j(\omega t - \varphi + \theta) \end{aligned} \right\} \dots\dots (2)$$

* 日立製作所那珂工場

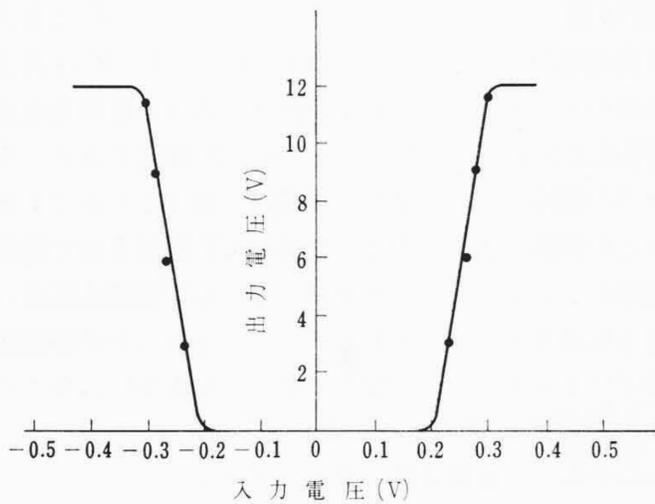
** 日立製作所日立研究所

第1表 トランジスタ無接点距離継電器仕様一覧表

形式	品名	定格	整定範囲	特性位相角	PTVA	CTVA	用途
SHY-N-3K ₁	モーター継電器	110V, 5A, 50 または 60 c/s 連続	2~20Ω, または 3~30Ω	75度	1	1	短絡保護 1段または2段
SHY-N-4K ₁	オフセットモーター継電器	110V, 5A, 50 または 60 c/s 連続	3~30Ω, -0~3Ω	75度	1	1	短絡保護 3段
SX-N-1K ₁	リアクタンス継電器	110V, 5A, 50 または 60 c/s 連続	0.25~2.5Ω, 0.5~5Ω または 1~10Ω	90度	3	1	短絡保護 1段または2段
SHYG-N-1K ₁	モーター継電器	110V, 63.5V, 5A, 50 または 60 c/s 連続	3~30Ω	60度	1	1	地絡保護 3段 (直接接地系)
SXG-N-1K ₁	リアクタンス継電器	63.5V, 5A, 50 または 60 c/s 連続	0.25~2.5Ω, 0.5~5Ω または 1~10Ω	90度	1	1	地絡保護 2段 (直接接地系)



第4図 モーター継電器の位相特性



第5図 トランジスタ距離継電器のトランジスタ回路のスイッチング特性

リアクタンス分 X_l の合成であるから $Z_l^2 = R_l^2 + X_l^2$, $R_l = Z_l \cos \varphi$, $X_l = Z_l \sin \varphi$ として

$$R_l^2 + X_l^2 - \left(\frac{Z_1}{k_1} - \frac{Z_2}{k_2} \right) \cos \theta \cdot R_l - \left(\frac{Z_1}{k_1} - \frac{Z_2}{k_2} \right) \sin \theta X_l - \frac{Z_1}{k_1} \frac{Z_2}{k_2} = 0 \quad (5)$$

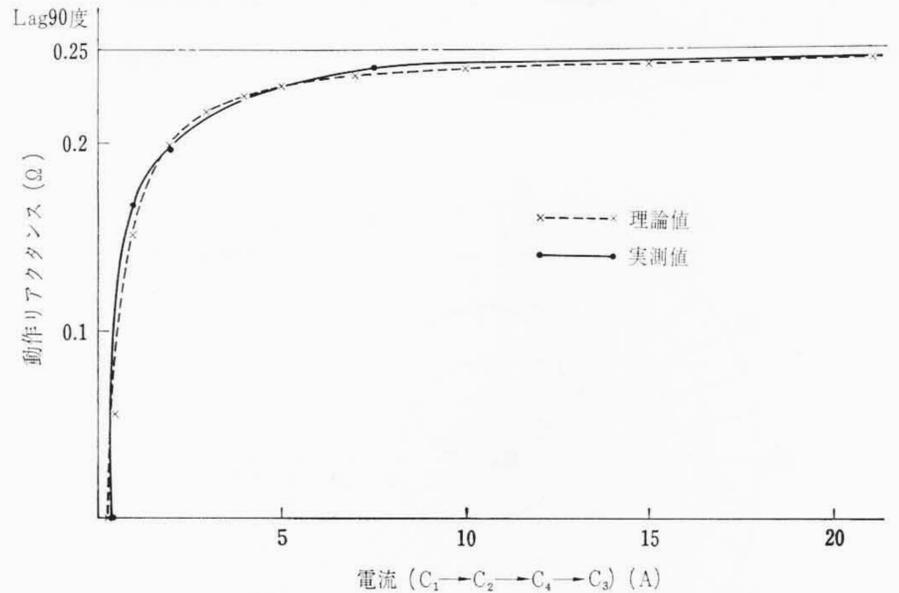
より

$$\left\{ R_l - \frac{1}{2} \left(\frac{Z_1}{k_1} - \frac{Z_2}{k_2} \right) \cos \theta \right\}^2 + \left\{ X_l - \frac{1}{2} \left(\frac{Z_1}{k_1} - \frac{Z_2}{k_2} \right) \sin \theta \right\}^2 = \frac{1}{4} \left(\frac{Z_1}{k_1} + \frac{Z_2}{k_2} \right)^2 \quad (6)$$

となり半径 $\frac{1}{2} \left(\frac{Z_1}{k_1} + \frac{Z_2}{k_2} \right)$ の円の中心を $\left[\frac{1}{2} \left(\frac{Z_1}{k_1} - \frac{Z_2}{k_2} \right) \cos \theta, \frac{1}{2} \left(\frac{Z_1}{k_1} - \frac{Z_2}{k_2} \right) \sin \theta \right]$ へ移動した第4図に示すような円となりオフセットモーター特性を示すことになる。この特性は図示のように前方リーチが Z_1/k_1 , 後方リーチが Z_2/k_2 , 特性角 θ を持ちこの円内にインピーダンス軌跡がはいったときすなわち(5)式の左辺が負の領域で動作となる。この特性において $Z_2=0$ とすれば後方リーチは 0Ω となり原点を通る円, すなわちモーター特性を得る。一方(4)式において $k_2=0$, $\theta=90$ 度とすれば

$$Z_2 k_1 \sin \varphi \cdot Z_l - Z_1 Z_2 = 0 \quad (7)$$

すなわち $Z_2, k_2 \neq 0$ として



第6図 SX形リアクタンス継電器の動作インピーダンス特性

$$Z_l \sin \varphi = X_l = \frac{Z_1}{k_1} \quad (8)$$

となり, 線路のリアクタンス分のみを検出して応動するリアクタンス継電器を作ることができる。

2.3 継電器の仕様

日立トランジスタ式無接点継電器のおもな仕様を第1表に示す。トランジスタ回路は直流安定化電源により駆動され, 電圧受渡しにより動作あるいは復帰信号を次段に供給し, 最終トリップ接点以外はすべて論理要素によりシーケンスが組まれている。

3. 静特性

3.1 トランジスタ回路の特性

位相比較形継電器はさきに述べたように, 二つの電圧の位相差を検出して応動するものであるから, トランジスタ回路の検出感度を高感度とする必要がある。今トランジスタ回路の検出感度を ΔE とすれば最小感度位相角 θ における動作点は

$$k_1 E \sin \theta - Z_l I \sin \theta \leq -\Delta E \quad (9)$$

を満足する範囲であるから

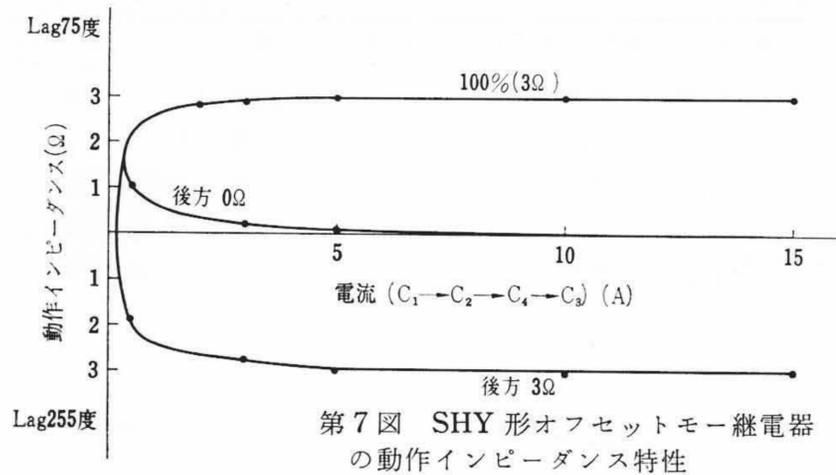
$$\frac{Z_l I - k_1 E}{\sqrt{2}} \geq \Delta E \quad (10)$$

が動作領域⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾⁽⁵⁾となる。すなわち, (10)式を整理すれば

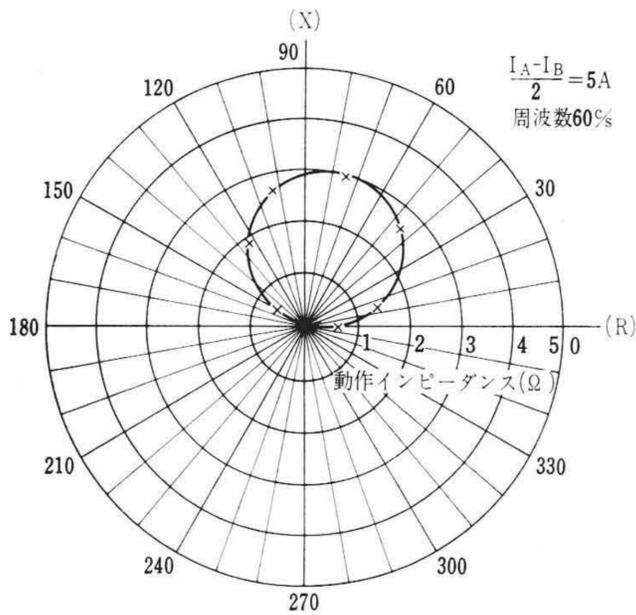
$$Z_l \leq \frac{Z_1}{k_1} \left(1 - \frac{\sqrt{2} \Delta E}{Z_l I} \right) \quad (11)$$

となる。(11)式の第2項は誤差項であり, 電流への動作インピーダンスの依存性を示している。

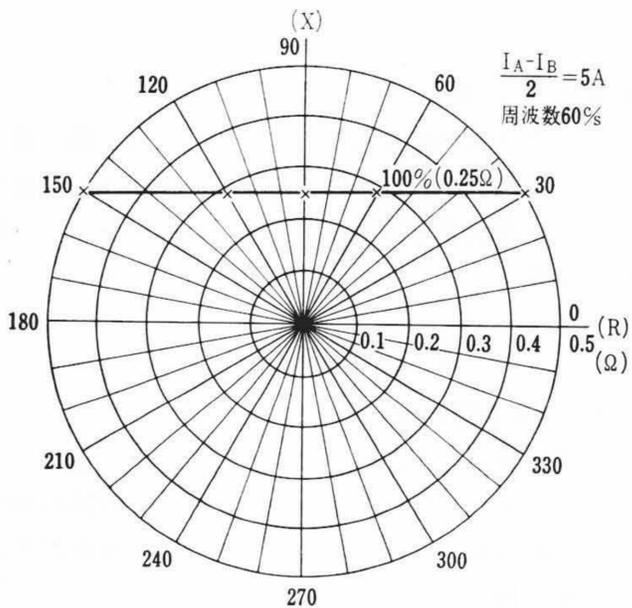
ΔE が小となればこの誤差項は電流の広範囲にわたって小さくなるが, ΔE が負の値となると $I=0$ で動作インピーダンスは $+\infty$ となり電圧のいかに問わず動作状態となるので, この状態はさけないなければならない。したがって本器においては第5図に示すようなスイッチング特性を入力段とし, 使用温度範囲, 電圧変動範囲に対し ΔE が負とならないように回路設計が行なわれている。



第7図 SHY形オフセットモー继电器の動作インピーダンス特性



第8図 SHY形モー继电器の位相特性



第9図 SX形リアクタンス继电器の位相特性

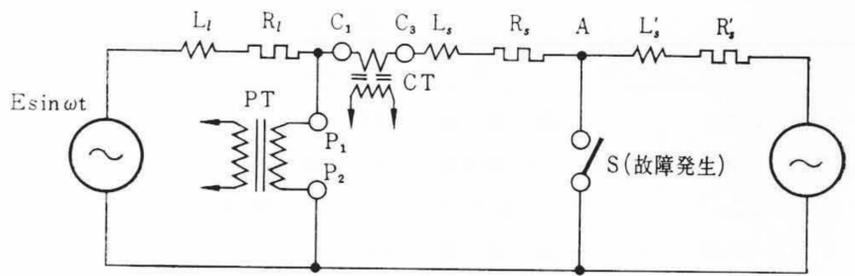
3.2 继电器の静特性

前述のように ΔE を一定にすることにより继电器の動作インピーダンス特性を電流に対し描くことができるが、これをリアクタンス继电器に適用し実測と対比したのが第6図である。図より明らかのように、本器の動作インピーダンス特性はほぼ理論値と一致する。またモー继电器およびオフセットモー继电器の動作インピーダンス特性を第7図に示す。モー继电器においては電圧が 0.8V 以上にて確実に方向判定が可能であり、それ以下ではメモリーにより動作を行なう。リアクタンスおよびオフセットモー继电器の位相特性は第8図および第9図に示すとおりである。

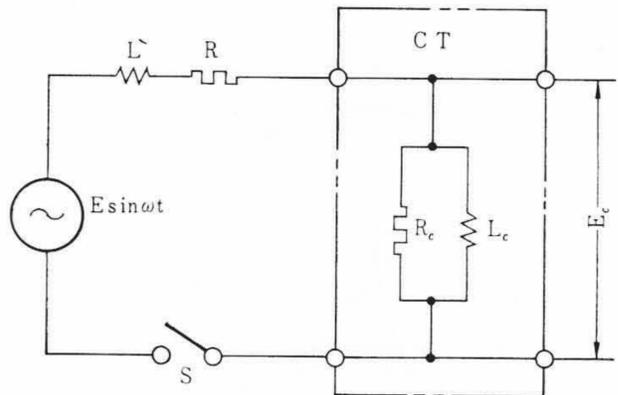
4. 過渡特性

4.1 電流および電圧回路の過渡現象

距離继电器においては静特性の安定は当然であるが過渡特性にお



第10図 距離继电器故障模擬回路



第11図 距離继电器CT等価回路

いても高速で正しい動作が要求される。そこで以下この回路の過渡現象につき考察してみる。一般に線路に故障が発生した場合の模擬回路は第10図のようなものとなる。すなわち L_1, R_l は後方の線路あるいは発電機のインダクタンスおよび抵抗、 L_s, R_s は前方故障点までの線路のインダクタンスおよび抵抗、A点は故障発生点、 L', R' は故障点より先のインダクタンスおよび抵抗である。今故障はスイッチSの閉路により任意の位相角にて起すことができるものとする。今この回路で故障が発生した場合CT回路2次で電圧に変換された波形がどのようになるかを考える。CT回路は電流—電圧変換を行なうためギャップ付CTを用いているからその等価回路は大部分励磁インピーダンスと仮定して差しつかえない。今この回路のみを取り出せば第11図のように書くことができる。ここに

- $L = L_1 + L_s$: 故障線路の全インダクタンス
- $R = R_l + R_s$: 故障線路の全抵抗
- L_c : ギャップ付CTの励磁インダクタンス
- R_c : ギャップ付CTおよびその2次の等価並列抵抗である。

CT回路電流は L および R にて定まるから電圧の位相角 α にて故障が発生したとすれば故障電流 I は次の微分方程式にて表わされる。

$$RI + L \frac{dI}{dt} = E \sin(\omega t + \alpha) \dots\dots\dots (12)$$

一方この電流が L_c および R_c に分流するから

$$E_c = L_c \frac{dI_L}{dt} = RI_R \dots\dots\dots (13)$$

$$I_R + I_L = I \dots\dots\dots (14)$$

なる式を得る。ここで

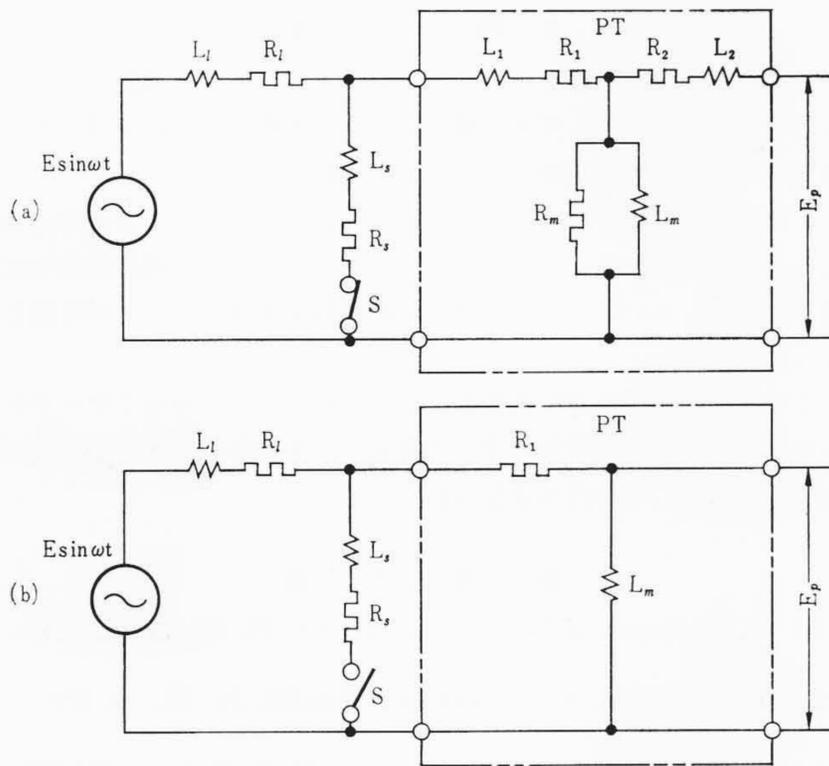
- E_c : CT回路の出力電圧
- I_R : CT回路の等価並列抵抗への分流電流
- I_L : CT回路のインダクタンスへの分流電流

である。この式を E_c につき解くためにラプラス変換をすれば

$$E_c(S) = \frac{1}{R + L \cdot S} \cdot \frac{R_c \cdot L_c \cdot S}{R_c + L_c \cdot S} \cdot \frac{S \sin \alpha + \omega \cos \alpha}{\omega^2 + S^2} \cdot E \dots\dots\dots (15)$$

となり

$$E_c(t) = E \cdot \frac{R_c}{L} \cdot \frac{1}{\left(\frac{R_c}{L_c} - \frac{R}{L}\right)} \left\{ \frac{R^2 \sin \alpha - R(\omega L) \cos \alpha}{R^2 + (\omega L)^2} e^{-\frac{R}{L}t} \right.$$



(a) 完全等価回路 (b) 近似等価回路

第12図 距離継電器PT等価回路

$$-\frac{R_c^2 \sin \alpha - R_c (\omega L_c) \cos \alpha}{R_c^2 + (\omega L_c)^2} \varepsilon^{-\frac{R_c}{L_c} t} \left. \vphantom{\frac{R_c^2 \sin \alpha - R_c (\omega L_c) \cos \alpha}{R_c^2 + (\omega L_c)^2}} \right\} + E - \frac{R_c (\omega L_c)}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2} \cdot \sqrt{R_c^2 + (\omega L_c)^2}} \sin(\omega t + \theta) \dots (16)$$

ただし、 $\theta = \alpha - \frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \frac{\omega L}{R} - \tan^{-1} \frac{\omega L_c}{R_c} = \alpha - \frac{\pi}{2} - \varphi - \varphi_c$

となる。(16)式の第1項は過渡現象による直流分である。今線路のインピーダンス角とCT回路のインピーダンス角を合わせれば

$$\frac{L}{R} = \frac{R_c}{L_c} \dots (17)$$

なる条件が必要となる。線路のインピーダンス角は通常60~70度程度であるから、 L/R は0.01~0.005 s程度で、(15)式は近似的に

$$E_c(t) = E \cdot \frac{R_c}{R} \left\{ \cos \varphi \cos(\alpha + \varphi) \varepsilon^{-\frac{R}{L} t} - \cos \varphi_c \cos(\alpha + \varphi_c) \varepsilon^{-\frac{R_c}{L_c} t} \right\} + E \frac{R_c (\omega L_c)}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2} \sqrt{R_c^2 + (\omega L_c)^2}} \sin(\omega t + \theta) \dots (18)$$

と書ける。この式中第1項の直流分は $t=0$ で最大であるからこれに注目し $\varphi + \varphi_c = \pi/2$ を代入すれば $t=0$ においては直流分は

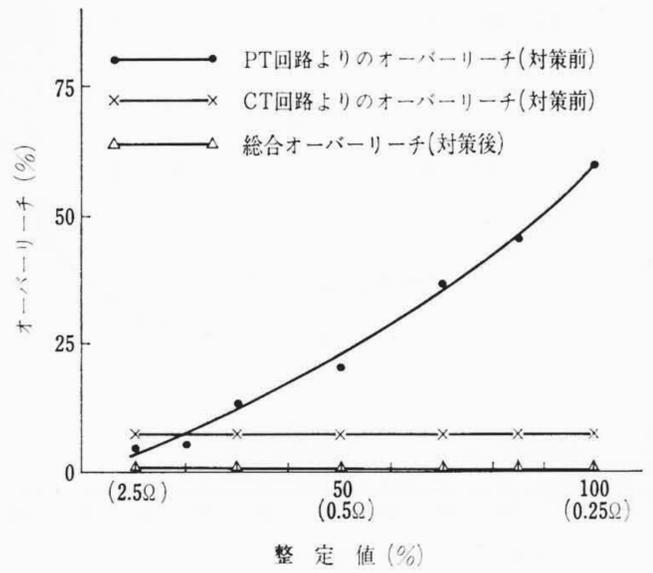
$$E_{c(t=0)} = E \frac{R_c}{R} \cos \alpha \cos(2\varphi) \dots (19)$$

となる。これは投入位相角 α により変化するが $\alpha=0$ にて最大となる。この分は電流値、整定値のいかんを問わずCT回路2次に現われる直流分でこの分だけ継電器は不動作する可能性を持っている。この直流分は R_c を小さくすることにより小さくすることができる。

一方電圧回路は等価的に第12図(a)のように書けるが通常の小形変圧器においては L_1 および R_m は小であるから近似的に第12図(b)のように書くことができる。今回路において $L_1/R_1 = L_s/R_s$ と仮定すれば変圧器の端子電圧の位相は変化なく

$$E' = \frac{E(R_1^2 + (\omega L_1)^2)}{(R_1 + R_s)^2 + \{\omega(L_1 + L_s)\}^2} \dots (20)$$

だけ小さくなったのと同じであるから R_1 と L_m の直列回路に $E' \sin(\omega t + \alpha)$ なる電圧が加わった時の過渡現象と同じである。したがって微分方程式はPT回路電流を I_p とすれば



第13図 リアクタンス継電器のオーバーリーチ

$$R_1 I_p + L_m \frac{dI_p}{dt} = E' \sin(\omega t + \alpha) \dots (21)$$

$$E_p = L_m \frac{dI_p}{dt} \dots (22)$$

の2式からラプラス変換して

$$E_p(S) = E' \cdot \frac{L_m S}{R_1 + L_m S} \cdot \frac{S \sin \alpha + \omega \cos \alpha}{\omega^2 + S^2} \dots (23)$$

となり

$$E_p(t) = E' \cdot \frac{R_1}{\sqrt{R_1^2 + (\omega L_m)^2}} \cdot \frac{R_1 \sin \alpha - (\omega L_m) \cos \alpha}{\sqrt{R_1^2 + (\omega L_m)^2}} \varepsilon^{-\frac{R_1}{L_m} t} + E' \frac{(\omega L_m)}{\sqrt{R_1^2 + (\omega L_m)^2}} \sin(\omega t + \theta) \dots (24)$$

ただし、 $\theta = \alpha - \frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \frac{\omega L_m}{R_1} = \alpha - \frac{\pi}{2} - \varphi_p$

となる。(24)式は変形して

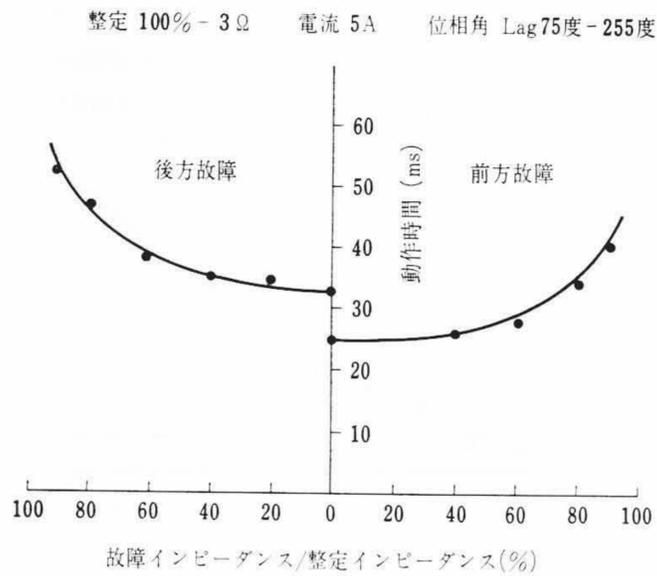
$$E_p = E' \cdot \frac{R_1}{\sqrt{R_1^2 + (\omega L_m)^2}} \cdot \sin(\alpha - \varphi_p) \cdot \varepsilon^{-\frac{R_1}{L_m} t} + E' \frac{(\omega L_m)}{\sqrt{R_1^2 + (\omega L_m)^2}} \sin(\omega t + \theta) \dots (25)$$

となる。第1項は直流分である。この式より直流分を最小とするには E' または R_1 を小とするか L_m を大とする必要がある。 E' は整定値によって定まる数値であるからこの対策としては R_1 を小さくし L_m を大とすることが必要である。

4.2 継電器の過渡特性

前節に述べたように電圧および電流回路における過渡現象のため直流分が発生し、これにより種々の不動作が起こる。第13図はリアクタンス継電器につきこの様子を示したものである。すなわち、現象を初期実験段階における半サイクル判定回路に対し電流回路よりのオーバーリーチと電圧回路よりのオーバーリーチに分けて考えれば電流回路よりのものは整定に無関係に約8%前後のオーバーリーチが現われるが、電圧回路よりのものは整定を遠方とすることによって急速に小さくなるのがわかる。しかしながら測距要素としては数%以下のオーバーリーチしか許されない。そこで何ゆえこのオーバーリーチが発生したかを再考してみると、電圧あるいは電流回路の直流分により交流の正あるいは負の半波いずれかにおいて見かけ上インピーダンスが低く見えるために、この半波の間で動作判定を行ない、逆の半波では不動作判定を行なうことがわかった。このため継電器を1サイクル判定とすることによりこのオーバーリーチをすべて防ぐことができる。第13図の対策後のオーバーリーチは1サイクル判定をほどこした後に測定したものでほとんどオーバーリーチのない特性を得ている。

第14図はオフセットモー継電器の動作時間特性であり、100%近傍で動作時間が遅れるのは前節に述べた過渡現象のためである。



第14図 SHY形オフセットモー继电器の動作時間特性

オフセットモーあるいはモー继电器においては後方整定0Ωの場合の至近端故障で電圧が0Vとなる場合を想定してLとCより成る直列共振回路を極性回路に持っているが、この回路により至近端故障では20ms以上のメモリ動作を行なう。

また電源遮断時には前述と同様の過渡現象が生ずるが1サイクル判定を行なうことによりこれによる誤動作はまったく見られない。

5. 結 言

無接点形距離继电器としてトランジスタ形のものを開発し、すでに各電力会社へ納入し実績を積んでいる。本報告においてはこれら继电器の過渡特性の解析を試みたわけである。

距離继电器は過渡特性の安定性がその死命を制するとさえ考えられる。この解析を通してオーバリーチを主体とした過渡特性の改善がなされ、オーバリーチ0%の继电器を製作することが可能となった。

この技術は他の高速度继电器に応用されている。キャリアレーンに用いられる主继电器はすべて完成し、多変形距離继电器も検討を終わり安定した特性が実証されている。

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. I. 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
- (5) 三木: 日立評論 46, 日立研究所記念論文集 38 (昭39-11)



特許第440036号

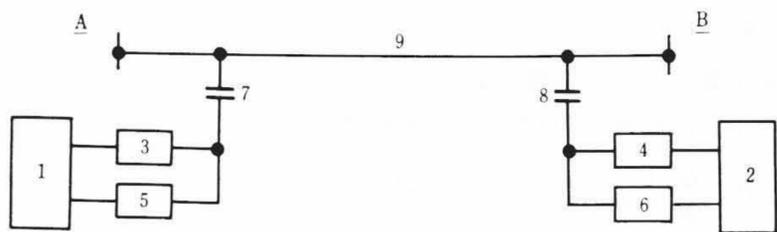
黒木正明

搬送装置自動点検方式

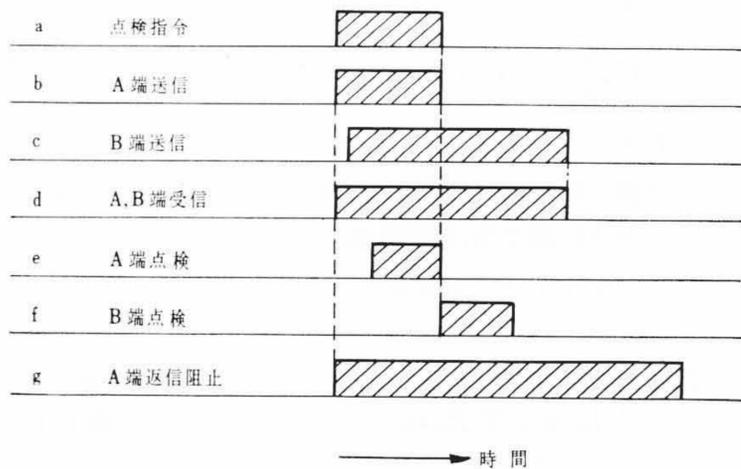
この発明は搬送继电器装置に用いる搬送装置の自動点検方式を提供するものである。搬送继电器装置は送電線の各端局間で继电器の動作の信号を送信しあい送電線内に故障発生した場合は、全端局の遮断器を同時に遮断する保護继电器装置であり、搬送装置はその信号の授受を担当するものであるから、寸時の故障をも許すことはできない。そこで常時自動的に点検し異常が発生したときはすみやかに警報する必要がある。この発明はこの要求にこたえてなされたものであり、特に信号として全端子が同一の周波数を使用する同一周波方式の搬送装置の自動点検方式を提供するものである。

第1図においてA, Bは端局, 1, 2は搬送继电器装置で送電線に電圧変成器(図示略)を経て接続される继电器類を含み、この発明に関する自動点検回路もこの中に含むことができる。3, 4, 5, 6は搬送装置であり、3, 4は送信器, 5, 6は受信器である。7, 8は結合コンデンサ, 9は送電線である。いまA端からA, B両端を点検する場合を説明する。搬送继电器装置1中の適当な回路により第2図aのような点検指令が出されると、送信器3によりbのように送信され、これを受信したB端ではCのように送信する。したがってA, B端の受信器5, 6はdのように両方の送信を受信する。A端では自端局Aが送信しているbの期間中受信dであるか否かどうかで点検できる。すなわちeのように、3の送信開始の一定時間後から停止までの間に受信器5の受信出力がないということは「自端局装置不良」という判断ができるわけである。一方他端局BについてはA端で送信を停止して後まだB端の送信器4が返信しているときに受信があるかどうかで点検できる。すなわちfのように送信器3が送信を停止してから4が返信を停止するまでの間に受信器5の出力がなかったら「他端局装置不良」と判断する。なおgはB端の送信を受けてA端が返信するのを防止するための信号である。

以上説明したようにこの発明によれば同一周波方式の搬送装置を一方の端局から両端局を同時に自動点検でき、しかもそれは送受信



第1図



第2図

関係を制御する簡単な回路を付加するだけでよく、搬送保護继电器装置の信頼度を著しく向上することができる。(福島)