インピーダンスマップを用いた土壤埋設パイプラインの 塗覆装欠陥検知手法に関する検討*

細川 裕司**, 梶山 文夫**, 大平 尚***, 佐々木 信博***,
福田 敬祐†, 雨谷 昭弘††

** 東京ガス株式会社 導管部

*** 新日本製鐵株式会社 相模原技術センター

† 日本防蝕工業株式会社

†† 同志社大学 工学部

Investigation into the Technique to Detect a Coating Defect and Specify its Location Using an AC Impedance Map for Buried Steel Pipelines*

Yuji Hosokawa**, Fumio Kajiyama**, Hisashi Ohira***, Nobuhiro Sasaki***,
Keisuke Fukuda† and Akihiro Ametani††

** Pipeline Department, Tokyo Gas Co., Ltd.

*** Sagami Research and Engineering Center, Nippon Steel Corporation

† The Nippon Corrosion Engineering Co., Ltd.

†† Faculty of Engineering, Doshisha University

Buried steel pipelines can be effectively protected against external corrosion using high resistivity coatings together with cathodic protection (CP). Consequently, corrosion on exposed steel surface at possible coating defects can be prevented by providing protective currents. Moreover, early detection and appropriate repair of the coating defects can minimize the corrosion risk. The authors have developed a technique to detect the occurrence of a coating defect using a change in the AC impedance of a pipeline. In the present study, field tests were carried out on an existing pipeline to measure the change in the AC impedance when a simulated coating defect was connected to the tested pipeline. It has been then revealed that the AC impedance varies depending on the resistance of a coating defect to earth and the distance from AC signal input point. According to the results of the field tests, an on-line monitoring technique to detect the occurrence of a coating defect and specify its location using the change in the AC impedance of a pipeline has been established. In addition, the behavior of the AC impedance obtained in the field tests has been confirmed by a theoretical study using a distributed constant model as an equivalent circuit for the tested pipeline.

Key words : pipeline, cathodic protection, coating, coating defect, AC impedance, distributed constant model

1. 緒 言

土壤埋設パイプラインの外表面腐食対策として、一般に絶縁性の高い塗覆装に加えてカソード防食が施される。これにより、万が一塗覆装に欠陥が生じて鋼表面が土壤と接した場合においても、塗覆装欠陥部の鋼表面には犠牲陽極あるいは外部電源装置などからの防食電流が流入するため、腐食の進行が抑制される。しかし、塗覆装欠陥の面積が広い場合には、局部的に防食電流が不足する懸念がある。従って、塗覆装欠陥を早期に発見して調査・補修していくことにより、パイプラインにおける腐食リスクを最小限に低減できる。

塗覆装欠陥を検知する手法としては、古くからピアソン法が知られている¹⁾。これは、パイプラインに交流信号を通电した状態で二人の点検員がパイプラインルート上を歩行し、靴底に取り付けた金属板を用いて二人の点検員間の地表面電位差を計測するものである。塗覆装欠陥の近傍では交流電流が集中して流れることから、地表面における電位差が大きくなるため、これを利用して塗覆装欠陥を検知する。しかし、この手法を長大なパイプラインに適用した場合、点検に膨大な労力と時間を要する。そこで、電気伝導性を有する車輪型の電極を用いて地表面電位差を計測することにより、労力の軽減と点検時間の大幅な短縮を実現する手法が開発された^{2)~4)}。本手法は、微小な塗覆装欠陥も精度よく検知できることから、これまでも現場適用に多くの実績を有する⁵⁾。

一方、他埋設物に関連する工事などにより塗覆装欠陥が生じる場合は、管体にまで損傷が及ぶ可能性もあり、塗覆装欠陥を常時監視し、万が一塗覆装欠陥が生じた場合に直ちにこれを検知できる技術が望まれてきた。しかし、上述の手法では、パイプラインのルート上を走行していくことから常時監視を行うことはできず、さらに、検査装置が走行できない河川横断部などにおいては検査

* 第44回材料と環境討論会(仙台, 1997)で一部発表

** 〒105-8527 東京都港区海岸1-5-20 (5-20, Kaigan 1-Chome, Minato-ku, Tokyo, 105-8527 Japan)

*** 〒229-1131 相模原市西橋本5-9-1 (5-9-1, Nishi-hashimoto, Sagami-hara, 229-1131 Japan)

† 〒144-8555 東京都大田区南蒲田1-21-12 (21-12, Minami-kamata 1-Chome, Ohta-ku, Tokyo, 144-8555 Japan)

†† 〒610-0394 京田辺市多々羅都谷1-3 (1-3, Tataramiyakodani, Kyotanabe, 610-0394 Japan)

Fig. 1 Schematic diagram of the measurement system and a simulated coating defect.

が原理的に不可能である、という課題があった。

そこで労力を必要とせず、パイプライン全線にわたり塗覆装欠陥を常時監視する手法が開発されてきた^{6),7)}。これは、パイプラインと大地の間に交流信号を通電した状態で、各計測地点において管対地電位と管内電流の信号周波数成分を常時計測し、塗覆装欠陥が生じた時にこれらの値が変化することを利用して、塗覆装欠陥の発生を直ちに検知するとともに、その位置を各計測地点間のレベルで判定できるものである。しかし、長大なパイプラインにおいて塗覆装欠陥の位置を詳細に特定するためには、電位や電流の計測地点が多数必要となり、計測装置やデータ転送のコストがかかることから、本手法では限界があった。

そこで、信号通電点における電位と電流の位相から、パイプライン、塗覆装および大地全体のインピーダンスを計算し、これを利用することで、計測地点を増やすことなく塗覆装欠陥位置を特定する手法について検討を行ってきた。今回は、塗覆装欠陥が生じた時のインピーダンス変化に関するフィールド試験を行った結果について報告する。また、本試験結果に基づき、インピーダンス変化を利用して塗覆装欠陥の発生を検知するとともに、その位置を特定する手法^{8),9)}を提案する。さらに、塗覆装欠陥が生じた時のインピーダンス変化について、分布定数モデルを仮定した理論的な考察を行った内容についても併せて報告する。

2. 試験方法

2.1 試験区間

試験区間の概要を Fig. 1 に示す。埋設されたポリエチレン塗覆装鋼管の絶縁された管端から 14.2 km にある地点 1 を交流信号の通電点とし、地点 1 から管端までの区間を試験対象とした。なお、当該区間は、著者らの提案するプローブ電流密度を指標とするカソード防食管理基準^{10)~12)}に照査して、交流腐食の懸念がないことを確認しており、パイプには何ら接地物を接続していない状態となっている。また、あらかじめ実施した塗覆装欠陥調査により、当該区間には大きな塗覆装欠陥がないこ

とを確認している。

2.2 交流信号の通電と電位・電流の計測

地点 1 より所定の周波数の交流信号をパイプラインに通電し、後述する模擬塗覆装欠陥（以下、模擬欠陥と称する）を投入していない状態（以下、健全時と称する）および投入した状態（以下、欠陥時と称する）における管対地電位の信号周波数成分（以下、管対地交流電位と称する）と管内電流の信号周波数成分（以下、管内交流電流と称する）を計測した。

交流信号は、ロックインボルタメータ（エヌエフ回路設計ブロック（株）製、5560）より発振した所定の周波数信号を、バイポーラ電源（高砂製作所（株）製、BPS 40-30）により増幅し、防食電流に重畳してパイプラインと通電極の間に通電した。信号周波数は、高い S/N 比を得るため、商用周波数である 50 Hz およびその高調波を避けて、15, 220, 420, 820 Hz のいずれかとした。また、信号電圧の振幅は 0.8 Vrms で一定とした。

管対地交流電位はパイプラインと飽和硫酸銅電極間の電圧波形を、管内交流電流はパイプに取り付けたカレントトランスフォーマー¹³⁾からの電圧波形を、それぞれロックインボルタメータに入力することにより、それぞれの実効値および位相を計測した。カレントトランスフォーマーとは、ドーナツ状の鉄心にリード線をコイル状に巻きつけたものであり、これを Fig. 1 のようにパイプに取り付けることにより管内を流れる交流電流を検出できる。また、管対地交流電位の位相および管内交流電流の位相は、それぞれの電圧波形とバイポーラ電源に入力している発振信号の位相差として計測した。

2.3 模擬塗覆装欠陥の投入

地点 1 から 0.2, 4.2, 6.8, 8.4, 11.9, 13.2 km の距離にある計 6 か所（以下、それぞれ A~F 地点と称する）において、Fig. 1 中の地点 2 に示したように、パイプおよび近傍に埋設したマグネシウム電極からのリード線を、可変抵抗器およびスイッチを介して接続し、スイッチを ON/OFF することにより、信号通電点である地

点1から所定の距離（以下、欠陥位置と称する）に所定の接地抵抗（以下、欠陥抵抗と称する）を有する塗覆装欠陥が生じた状態を模擬した。なお、各欠陥位置でスイッチをONにした時には、他のすべてのスイッチをOFFとした。

欠陥抵抗 R_d は、マグネシウム電極の接地抵抗と可変抵抗器の抵抗値の和であり、今回は、欠陥の検知精度を評価することを目的として、欠陥抵抗を20, 50あるいは100 Ω に調整した。なお、塗覆装欠陥におけるキャパシタンス成分は、ポリエチレン塗覆装のキャパシタンス成分と比較して非常に小さいことから、今回は塗覆装欠陥における電気回路として直流抵抗成分のみを考慮した。

ここで、塗覆装欠陥の形状として半径 r の金属円板表面を仮定すると、欠陥抵抗 R_d は理論的に(1)式で表される¹⁴⁾。なお、 ρ_e ：大地抵抗率、 S_d ：欠陥面積である。(1)式を変形することにより(2)式が得られ、欠陥面積 S_d は大地抵抗率の2乗に比例し、欠陥抵抗の2乗に反比例する。

$$R_d = \frac{\rho_e}{4r} = \frac{\rho_e}{4\sqrt{\frac{S_d}{\pi}}} \quad (1)$$

$$S_d = \frac{\pi \rho_e^2}{16 R_d^2} \quad (2)$$

大地抵抗率を一般的な値として50 Ωm と仮定すると、(2)式から、欠陥抵抗20, 50, 100 Ω に相当する欠陥面積はそれぞれ1.2, 0.20, 0.049 m^2 となり、欠陥抵抗20 Ω は比較的大きな面積を有する塗覆装欠陥に相当していると言える。また、海岸沿いなどで大地抵抗率が例えば10 Ωm と比較的低い環境を想定すると、欠陥抵抗20 Ω に相当する欠陥面積は0.049 m^2 である。

2.4 インピーダンスの計測

すべてのスイッチをOFFにした時（健全時）、および、各欠陥位置においてスイッチをONにした時（欠陥時）における管対地交流電位 V とその位相 ϕ_1 および管内交流電流 I とその位相 ϕ_2 から、健全時および欠陥時のパイプライン、塗覆装および大地全体のインピーダンス（ $=V/I$ ）とその位相（ $=\phi_1 - \phi_2$ ）を計測した。

3. 試験結果

3.1 信号周波数 220 Hz

信号周波数を220 Hzとして、D地点に欠陥抵抗 $R_d = 20 \Omega$ の模擬欠陥を投入した時の、パイプライン、塗覆装および大地全体のインピーダンス（以下、入力インピーダンスと称する）のガウス平面上における座標 Z_a を、健全時の座標 Z_{a0} と併せてFig.2に示す。模擬欠陥を投入することで、入力インピーダンスは図中矢印で示したように変化し、その絶対値は8.6 Ω から12.2 Ω に、また、その位相、すなわち管対地交流電位と管内交流電流の位相差は2.7°から15.4°にそれぞれ変化した。模擬欠陥を投入して入力インピーダンスの絶対値が増加することは、直感的に理解しづらい現象であるが、これについては4.3で考察する。

ここで、模擬欠陥投入時における入力インピーダン

Fig. 2 Input impedance, Z_a , ($f=220$ Hz) before and after switching on a simulated coating defect of 20 Ω at point D ($R_d=20 \Omega$, $x=8.4$ km).

スのガウス平面状における座標の変化分を「欠陥インピーダンス, $Z_d (=Z_a - Z_{a0})$ 」, その絶対値を「変位, $|Z_d|$ 」, また、健全時の座標 Z_{a0} から虚数軸に結んだ直線に対して時計回りに回転した角度を「回転角, θ 」と定義する (Fig.2 参照). Fig.2 に示したケースでは、欠陥インピーダンス Z_d の変位および回転角は、それぞれ4.2 Ω および138°であった。

このようにして、A～Fの各欠陥位置に、欠陥抵抗 $R_d=20, 50, 100 \Omega$ の模擬欠陥を投入した場合の欠陥インピーダンスを計測した。これらの計測結果を同時にガウス平面上にプロットした結果をFig.3 (a)に示す。また、各欠陥条件における変位および回転角を、信号通電点からの距離に対してプロットした結果を、それぞれFig.3 (b)および(c)に示す。

Fig.3 (a)に示したように、欠陥インピーダンスの座標は各欠陥条件に対して一義的に変化した。すなわち、Fig.3 (b)に示したように、欠陥インピーダンスの変位は欠陥抵抗値が小さいほど大きかった。また、欠陥インピーダンスは、欠陥位置がA地点からF地点と信号通電点から遠ざかるに従い、原点、すなわち健全時の入力インピーダンスを中心に時計回りに円を描くように分布し、この時の回転角は、Fig.3 (c)に示したように通電点からの距離に対して直線的に増加した。

以上より、欠陥インピーダンスのガウス平面上における座標は、欠陥抵抗と欠陥位置から一義的に定まる。従って、模擬欠陥を利用して実測データを蓄積し、あらかじめFig.3 (a)のような欠陥インピーダンスのマップを作成しておき、欠陥インピーダンスを常時監視して、これが変化した場合に、欠陥インピーダンスマップに照査することにより、欠陥抵抗と欠陥位置を定量的に判定できる。

ここで、欠陥インピーダンスのマップ上で、A地点からF地点までの回転角の変化（以下、総回転角と称する）は、信号通電点付近から管端付近までの欠陥位置に対して、欠陥インピーダンスがガウス平面上でどれだけ回転するかを示すものであり、総回転角が大きいほど欠陥位置の判定精度が良くなる。周波数が220 Hzのときの総回転角は約200°であった。

Fig. 3 Defect impedance, Z_d , ($f=220$ Hz) when a simulated coating defect of 20, 50 and $100\ \Omega$ was connected at point A to F, respectively. The distance of each defect point from the signal input point was A : 0.2 km, B : 4.2 km, C : 6.8 km, D : 8.4 km, E : 11.9 km and F : 13.2 km.

- (a) Map of the defect impedance, Z_d .
 (b) Displacement, $|Z_d|$.
 (c) Rotation angle, θ .

3.2 信号周波数 15 Hz, 420 Hz

信号周波数を 15 Hz, 420 Hz として同様の試験を行い、それぞれの周波数について欠陥インピーダンスのマップを作成した結果を Fig. 4 (a), (b) に示す。周波数が 15 Hz の時、220 Hz の場合と比較して回転角の変化は小さいが、欠陥インピーダンスの変位は大きかった。従って、欠陥抵抗の判定には、より低い周波数の方が有利

Fig. 4 Maps of the defect impedance, Z_d , when a simulated coating defect of 20, 50 and $100\ \Omega$ was connected at point A to F, respectively.

- (a) $f=15$ Hz.
 (b) $f=420$ Hz.
 (c) $f=820$ Hz.

である。一方、周波数が 420 Hz の時、総回転角は 340° と 220 Hz の場合と比較して大きく、欠陥位置の判定にはより高い周波数の方が有利である。従って、例えば 15 Hz と 420 Hz の両方を同時に通電し、15 Hz で欠陥抵抗を、420 Hz で欠陥位置を判定することにより、欠陥の検知精度を向上できる。なお、15 Hz といった低周波信号を通電する場合には、交流腐食を引き起こさないようなレベルに信号出力を調整することが重要である。

3.3 信号周波数 820 Hz

次に、周波数を 820 Hz として同様に試験を行い、欠

Fig. 5 Relationship between the total rotation angle and signal frequency.

陥インピーダンスのマップを作成した結果を Fig. 4 (c) に示す。A 地点から D 地点までの欠陥位置に対して、欠陥インピーダンスは原点の周囲を 360° 以上回転しており、欠陥インピーダンスの座標から欠陥位置と欠陥抵抗を一義的に判定することができない。従って、820 Hz は信号周波数として適用できないといえる。

また、欠陥位置が A 地点から F 地点へと信号通電点から遠ざかるに従って欠陥インピーダンスは螺旋を描くように分布し、その半径、すなわち欠陥インピーダンスの変位は小さくなった。これは、欠陥位置が信号通電点から遠ざかるに従って、信号通電点における管対地交流電位や管内交流電流の変化が小さくなり、その結果、模擬欠陥投入時の入力インピーダンスの変化、すなわち欠陥インピーダンスの変位が小さくなったものと解釈される。

3.4 総回転角の周波数依存性

Fig. 5 に各周波数における総回転角をプロットした。総回転角は、いずれの欠陥抵抗においても周波数に対して直線的に増加していることがわかる。従って、欠陥位置の判定精度は、周波数に比例して向上するといえる。しかし、総回転角が 360° 以上になると、上述のように欠陥位置を一義的に判定できない。Fig. 5 より、総回転角が 360° となる周波数は $f_c = 440$ Hz となり、今回試験を行った区間においては、440 Hz 以上の周波数は信号として適用することができないといえる。

4. 考 察

4.1 土壤埋設パイプラインの等価回路

4.1.1 分布定数モデル

土壤埋設パイプラインの欠陥インピーダンスに関するフィールド試験結果について理論的な考察を行うべく、試験を行った 14.2 km の区間を対象として、土壤埋設パイプラインの交流特性について検討した。まず、当該区間にあるパイプラインの等価回路として Fig. 6 (a) に示すような一次元の分布定数モデルを仮定した。この時、単位長さあたりの微小区間は Fig. 6 (b) のような π 型集中定数回路で表される。

Fig. 6 (a) 左端の地点 1 が交流信号の通電点であり、右端は管端で絶縁されている。Z および Y は、それぞ

Fig. 6 Equivalent circuit for the tested pipeline with the length of 14.2 km.

(a) Distributed constant model.

(b) PI-equivalence for the unit length.

れ直列インピーダンス成分および並列アドミタンス成分であり、これらが当該区間内において一様に分布していると仮定した。直列インピーダンス Z は、(3) 式に示すように、パイプの内部インピーダンス Z_p と大地帰路インピーダンス Z_e の和で与えられる¹⁵⁾。また、並列アドミタンス Y は一般に (4) 式で与えられる。コンダクタンス G は塗覆装に存在するピンホールなどからの漏れ電流に起因するものである。キャパシタンス C は、塗覆装の誘電特性により定まる。ここで、 ω : 交流信号の角振動数、 j : 複素数 ($j^2 = -1$) である。

$$Z = Z_p + Z_e \quad (3)$$

$$Y = G + j\omega C \quad (4)$$

4.1.2 線路定数の表式

(1) 直列インピーダンス

パイプのような中空円筒導体の内部インピーダンスについては、Schelkunoff により表皮効果を考慮した厳密解¹⁶⁾ が与えられているが、コンピュータによる数値計算を必要とするため、(5) 式に示した近似式^{15), 17)} を用いる。 R_{dc} はパイプの直流抵抗であり、(6) 式で表される。

$$Z_p = R_{dc} \sqrt{1 + \frac{j\omega\mu \{1 - (r_1/r_2)^2\}}{4\pi R_{dc}}} \quad (5)$$

$$R_{dc} = \frac{\rho_p}{\pi(r_2^2 - r_1^2)} \quad (6)$$

ここで、 ρ_p : パイプの抵抗率、 μ : パイプの透磁率 ($= \mu_0 \mu_r$, μ_0 : 真空の透磁率 $= 4\pi \times 10^{-7}$ H/m, μ_r : パイプの比透磁率)、 r_1 : パイプの内半径、 r_2 : パイプの外半径である。

地中ケーブルにおける大地帰路インピーダンスは、Pollaczek による厳密解¹⁸⁾ が与えられているが、コンピュータによる数値計算を必要とする。そこで、本稿では、(7) 式に示す Wedepohl らの近似式^{15), 19)} を用いる。 h_e は複素透過深度であり (8) 式で表される。これは、表皮効果により電流が大地表面に集中した時の電流分布の深さを与えるものである。また、 h_i : パイプの埋設深

さ, ρ_e : 大地抵抗率である.

$$Z_e = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \left\{ \ln \frac{2(h_i + h_e)}{r_2} - 0.077 - \frac{4h_i}{3h_e} \right\} \quad (7)$$

$$h_e = \sqrt{\frac{\rho_e}{j\omega\mu_0}} \quad (8)$$

(2) 並列アドミタンス

塗覆装には, 塗覆装欠陥やピンホールが存在するため, 線路定数としてコンダクタンス G が含まれる. 塗覆装欠陥やピンホールの接地抵抗は大地抵抗率に比例することが報告されており²⁰⁾, これらがパイプラインに様に分布していると仮定することにより, 延長の長いパイプラインの塗覆装に対するコンダクタンス G について, (9)式が導かれる. ここに, R_c : 単位長さあたりの塗覆装の抵抗, S : 単位長さあたりのパイプの表面積, k : 比例定数である.

$$G = \frac{S}{R_c} = \frac{2\pi r_2}{k\rho_e} \quad (9)$$

ポリエチレン塗覆装は誘電体であり, 線路定数としてキャパシタンス C が含まれる. ここで, ポリエチレンの誘電正接 $\tan \delta$ は 5×10^{-4} 未満²¹⁾ と非常に小さいため, 誘電損については無視し得る. 従って, ポリエチレン塗覆装の単位長さあたりのキャパシタンス C は, 次式で与えられる.

$$C = \epsilon_r \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln(r_3/r_2)} \quad (10)$$

ここに, ϵ_r : 比誘電率, ϵ_0 : 真空の誘電率 ($=8.854 \times 10^{-12}$ F/m), r_2 : 塗覆装の内半径 (=パイプの外半径), r_3 : 塗覆装の外半径である.

4.1.3 線路定数の理論計算

Table 1 に, 当該区間における線路定数の計算に用いたポリエチレン塗覆装鋼管の物理定数および幾何学的定数を示す. 鋼管の抵抗率は一般に $\rho_p = 1.4 \times 10^{-7} \sim 1.9 \times 10^{-7}$ (Ωm)²²⁾ と報告されていることから, 今回は, $\rho_p = 1.5 \times 10^{-7}$ (Ωm) とした. また, 鋼管の比透磁率 μ_r は一般に 200~300 であり, 今回は $\mu_r = 280$ とした. また, ポリエチレン塗覆装の比誘電率 ϵ_r は, 文献²¹⁾ より 2.3 とした. パイプの埋設深さ, パイプの内半径および外半径, 塗覆装の外半径については, 実測値に基づき定めた. 大地抵抗率は, 場所によって異なるが, $50 \Omega\text{m}$ で一定と仮定した.

コンダクタンス G については, 以下のように考えた. 直流に対する塗覆装の抵抗を推定する方法として, 電気防食のための外部電源装置を ON/OFF したときの管対

Table 1 Parameters for the theoretical study on the electrical characteristics of the tested pipeline.

Parameter	Value
Resistivity of pipe, ρ_p	$1.5 \times 10^{-7} \Omega\text{m}$
Relative permeability of pipe, μ_r	280
Burial depth of pipe, h_i	2 m
Earth resistivity, ρ_e	50 Ωm
Inside radius of pipe, r_1	$150.85 \times 10^{-3} \text{ m}$
Outside radius of pipe, r_2	$159.25 \times 10^{-3} \text{ m}$
Relative permittivity of coating, ϵ_r	2.3
Outside radius of coating, r_3	$163.35 \times 10^{-3} \text{ m}$

地電位の変化と出力電流から計算する電位降下法²²⁾がある. そこで, 今回フィールド試験を実施したパイプラインにおいて電位降下法による計測を行い, 当該区間における単位面積あたりの塗覆装の抵抗を, $R_c = 2.7 \times 10^6$ (Ωm^2) と推定した.

以上の定数を用いて, 周波数 220 Hz における直列インピーダンス Z および並列アドミタンス Y を計算した. また, 分布定数モデルの性質を決定づける特性インピーダンス Z_0 , 伝播定数 γ および伝播速度 v を, それぞれ(11)~(13)式¹⁵⁾より計算した. 以上の計算結果を Table 2 にまとめた. ここで, (12)式中の α および β は, それぞれ減衰定数および位相定数である.

$$Z_0 = \frac{\sqrt{Z}}{Y} = Z \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (11)$$

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta \quad (12)$$

$$v = \omega / \beta \quad (13)$$

4.2 欠陥インピーダンスの理論計算

4.1.3 で得られた線路定数の理論値をもとに, 塗覆装欠陥が生じた時の入力インピーダンスおよび欠陥インピーダンスに関する理論計算を行った. 理論計算に用いたモデルを Fig. 7 に示す. 線路定数が一様に分布した延長 L のポリエチレン塗覆装鋼管の特性インピーダンスが Z_0 , 伝播定数が γ であり, Fig. 7 中の線路左端の地点 1 が交流信号の通電点で, 線路右端は絶縁されている. 地点 1 から距離 x の地点 2 に, 欠陥抵抗 R_d の欠陥が生じた時の, (a) 通電点から管端を見た回路, (b)

Table 2 Results of the calculation for the line constants of the tested pipeline ($f = 220$ Hz).

Line constant	Result
Pipe internal impedance, Z_p	$Z_p = 0.191 + j0.190 \Omega/\text{km}, L_p = 0.138 \text{ mH}/\text{km}$
Earth return impedance, Z_e	$Z_e = 0.218 + j2.10 \Omega/\text{km}, L_e = 1.51 \text{ mH}/\text{km}$
Line series impedance, Z	$Z = 0.409 + j2.29 \Omega/\text{km}, L = 1.65 \text{ mH}/\text{km}$
Line shunt admittance, Y	$Y = 3.71 + j6.95 \text{ mS}/\text{km}, C = 5.03 \mu\text{F}/\text{km}$
Characteristic impedance, Z_0	$Z_0 = 17.0 + j2.68 \Omega$
Propagation constant, γ	$\gamma = 0.0443 + j0.128 \text{ km}^{-1}$
Propagation velocity, v	$v = 1.08 \times 10^4 \text{ km/s} = 10.8 \text{ m}/\mu\text{s}$

Fig. 7 Equivalent circuit for the tested pipeline with a coating defect at the distance of x (point 2) from the signal input point (point 1).

欠陥位置の左側から管端を見た回路、(c) 欠陥位置の右側から管端を見た回路、それぞれのインピーダンス Z_a , Z_b , Z_c は (14)~(16) 式で表される。ここで、 Z_a は、欠陥時における入力インピーダンスに対応しており、以上から Z_a を欠陥抵抗 R_d および欠陥位置 x の関数として計算できる。また、健全時の入力インピーダンス Z_{a0} および欠陥インピーダンス Z_d は、(17) および (18) 式のように計算される。

$$Z_a = Z_0 \frac{Z_b + Z_0 \tanh \gamma x}{Z_0 + Z_b \tanh \gamma x} \quad (14)$$

$$Z_b = \frac{R_d Z_c}{R_d + Z_c} \quad (15)$$

$$Z_c = \frac{Z_0}{\tanh \gamma (L-x)} \quad (16)$$

$$Z_{a0} = \frac{Z_0}{\tanh \gamma L} \quad (17)$$

$$Z_d = Z_a - Z_{a0} \quad (18)$$

以上の式に、Table 2 に示した Z_0 および γ の理論値を代入して、欠陥インピーダンス Z_d を計算した。理論計算により得られた各欠陥抵抗あるいは欠陥位置に対する欠陥インピーダンスのガウス平面上における座標、変位、回転角を、Fig. 3 に示した周波数 220 Hz の時のフィールド試験結果と併せて、それぞれ Fig. 8 (a), (b), (c) に示す。

Fig. 8 (a) に示すように、理論計算によって得られた欠陥インピーダンスのガウス平面上における座標は、フィールド試験結果と同様、欠陥抵抗が小さいほど変位が大きく、また、欠陥位置が通電点から遠ざかるに従い、原点、すなわち健全時の入力インピーダンスの座標を中心に時計回りに分布した。Fig. 8 (b) や (c) に示すように、変位や回転角の理論値は、欠陥位置が通電点近傍あるいは管端近傍の場合に、フィールド試験結果との誤差が大きくなる傾向にあったが、4~8 km の範囲では、よく一致しているといえる。以上より、フィールド試験結果で見られた欠陥インピーダンスの特性は、分布定数モデルを利用した検討から理論的な裏づけが得られたといえる。

変位や回転角の誤差が通電点近傍あるいは管端近傍で大きくなる理由は不明であるが、誤差の要因としては、大地帰路インピーダンスの計算において、大地抵抗率の不均一性や他金属埋設物の影響を考慮していないことなどが考えられる。

(a)

(b)

(c)

Fig. 8 Comparison of the theoretically obtained defect impedance, Z_d (—) and the experimental results in the case of $R_d = 20 \Omega$ (○), 50Ω (△), 100Ω (□), respectively ($f = 220 \text{ Hz}$).

(a) Map of the defect impedance, Z_d .

(b) Displacement, $|Z_d|$.

(c) Rotation angle, θ .

4.3 入力インピーダンスの増加現象

Fig. 2 で、D 地点に模擬欠陥を投入した時の欠陥インピーダンスは、入力インピーダンスの絶対値が増加する方向に変化した。直流抵抗のみから成る分布定数モデルにおいては、並列に欠陥抵抗が接続されれば回路全体の抵抗は必ず減少することから、入力インピーダンスの絶対値の増加は直感的に理解しづらい現象である。しかし本現象は、Fig. 6 に示すように、インダクタンス成分やキャパシタンス成分を含む分布定数モデルを仮定した理論計算により再現されている。インダクタンス成分やキ

ャパシタンス成分が無数に連なる分布定数モデルでは、直流抵抗のみから成る分布定数モデルとは異なり、インピーダンスが極大となる共振（直列共振）や極小となる反共振（並列共振）といった現象が発生することが知られており¹⁵⁾、今回の入力インピーダンスの増加現象も、こうした交流特性の影響により発生しているものと考えられる。

5. ま と め

土壤埋設パイプラインに交流信号を通電した時の、パイプライン、塗覆装および大地全体のインピーダンスを利用して、塗覆装欠陥の発生を検知する手法について検討を行った結果、以下のことが明らかになった。

(1) 塗覆装欠陥が生じた時のインピーダンス変化に関するフィールド試験の結果、インピーダンスのガウス平面上における座標は、塗覆装欠陥の接地抵抗（欠陥抵抗）および信号通電点からの距離（欠陥位置）に対して一義的に変化した。

(2) 本現象より、土壤埋設パイプラインのインピーダンス変化を利用して、塗覆装欠陥の発生を検知するとともに、その位置を特定する手法を提案した。

(3) 土壤埋設パイプラインの電気的な等価回路として分布定数モデルを仮定して、塗覆装欠陥が生じた時のインピーダンス変化について考察を行い、フィールド試験結果についての理論的な裏付けを得た。

参 考 文 献

- 1) M. E. Parker and E. G. Peattie, "Pipeline Corrosion and Cathodic Protection", third edition, p.142, Gulf Publishing Company (1995).
- 2) 川上 誠, 黒田美紀, 斎藤公正, 山口健一, 特公平7-52166.
- 3) M. Kawakami, M. Kuroda, T. Sato and K. Yamaguchi, Proc. JSCE Corrosion '87, p.37, JSCE (1997).
- 4) M. Kawakami and S. Suzuki, *Zairyo-to-Kankyo*, 42 [9] 601 (1993).
- 5) H. Ohira and S. Suzuki, *Bosei Kanri (Rust Prev. Control)*, 42 [6] 211 (1998).
- 6) 柴田 睦, 特許第3169754号.
- 7) M. Shibata and F. Kajiyama, Proc. JSCE Corrosion '94, p.177, JSCE (1994).
- 8) 細川裕司, 柴田 睦, 大平 尚, 佐々木信博, 特開平11-64266.
- 9) Y. Hosokawa, F. Kajiyama, H. Ohira and N. Sasaki, Proc. 44th Jpn. Conf. Materials and Environments, p. 107, JSCE (1997).
- 10) Y. Hosokawa, F. Kajiyama and Y. Nakamura, Proc. 48th Jpn. Conf. Materials and Environments, p.545, JSCE (2001).
- 11) Y. Hosokawa, F. Kajiyama and Y. Nakamura, Proc. NACE International Conference CORROSION/02, Paper No.02111 (2002).
- 12) Y. Hosokawa, F. Kajiyama and Y. Nakamura, *Zairyo-to-Kankyo*, 51 [5] 221 (2002).
- 13) H. Ohira, *Piping Eng.*, 580, 44 [3] 56 (2002).
- 14) 川瀬太郎, 「現場の接地技術と接地システム」, オーム社 (1993).
- 15) 雨谷昭弘, 関根泰次, 「分布定数回路論」, コロナ社 (1990).
- 16) S. A. Schelkunoff, "The Electromagnetic theory of coaxial transmission lines and cylindrical shields", Bell Syst. Tech. J., Vol.13, pp.532-579 (1934).
- 17) A. Ametani and I. Fuse, T.IEE Japan, Vol.111-B, No. 8 (1991).
- 18) F. Pollaczek, "Über das Feld einer unendlich langen wechselstromdurchflossenen Einfachleitung", ENT, Band 3, Heft 9, pp.339-360 (1926).
- 19) L. M. Wedepohl and D. J. Wilcox, "Transient analysis of underground power transmission systems", Proc. IEE, 120 [2], pp.253-260 (1973).
- 20) K. Hoshino, *Boshoku-Gijyutsu (presently Zairyo-to-Kankyo)*, 16 [4] 166 (1967).
- 21) 高分子学会編, 「高分子データ・ハンドブック 一応用編一」, 培風館 (1986).
- 22) 例えば, (社)日本ガス協会, 「ガス導管防食ハンドブック」 (1993).

(Manuscript received July 31, 2002 ;
in final form December 24, 2002)