
令和四年度 修士論文

ドリル先端の鉄筋接近検知のためのドリルをコアとした
電磁誘導法の検討

指導教員 三輪 空司 教授

群馬大学大学院理工学府 理工学専攻
電子情報・数理教育プログラム

ZHANG XINGJIAN

(張 行健)

目次

第1章 序論	3
第2章 ドリルをコアとした電磁誘導法の検討	4
2-1 電磁誘導法原理	4
2-2 位相の検出方法と直交検波	5
2-3 ドリルをコアとした電磁誘導法の検討	6
3.1 実験装置概要	8
3.2 周波数の選択	9
3.3 使用機器一覧	10
3.4 測定システム	10
4. 電磁誘導法による鉄筋を定点計測	12
4.1 実験目的	12
4.2 実験概要	12
4.3 実験結果	13
第5章 連続移動計測	17
5.1 実験概要	17
5.2 内挿によるサンプリング周波数の補間	17
5.3 移動平均	19
5.4 実験結果	20
第6章 結論	24
6.1 結論	24
6.2 今後の予定	24
参考文献	25
謝辞	25
発表実績	25

第1章 序論

日本は1980年代に高度経済成長期を迎え、この時期に建設されたコンクリート構造物の老朽化が進んでおり、建物の寿命を延ばすためコンクリートを補強する必要がある。耐震補強工事でよく行われるのがコンクリートと補強材をアンカーで固定する方法である。アンカー設置にはコンクリート内をドリルで穿孔する必要があるが、ドリルで穿孔する際、ドリルと鉄筋が衝突し、鉄筋を損傷する可能性がある。耐震補強工事では既設鉄筋を損傷することはあってはならず、リニューアル工事の問題点となっている。そのため事前に既設鉄筋を探索することが必要であるが、実際には以下の二つの問題により、実施されないことが多い。

1. 鉄筋の事前調査が工期短縮とコスト削減のために頻繁には行われない。
2. 事前の位置が分かっていたとしても、穿孔するハンドドリルの進展深さの把握に、使用者の技術が要求される。

現在市販された鉄筋検査装置は主に2種類ある。1つは低周波電磁波の電磁誘導を利用して鉄筋の位置を検出する方法で、低周波の電磁波が鉄筋を通過すると誘導電流が発生し、誘導電流によって発生した磁界が受信端に電圧を発生させ、それを利用して鉄筋の位置を推定することができる。この方法は環境への適応性が高く、コンクリートの状態による影響を受けにくいという利点がある。しかし、金属に対する感度が高いため、周囲の金属の分布が複雑な場合には、正確な検出結果が得られない。また、コンクリート表面から探索するため、鉄筋が深く埋設されているほど、推定精度が悪化する。

これに対し、高周波の電磁波を利用した電磁レーダ検査装置は、発生した電磁波がコンクリート内の鉄筋等により反射して戻ってきた際の遅延時間を検出し、コンクリート内の電磁波の伝搬速度が比較的一様であることから、鉄筋の深さをしることができる。また、レーダが空間的にある程度の指向性を持つことから、アンテナを移動しながら計測することにより、イメージングによって鉄筋の3次元位置を推定することが大きな利点である。しかし、高周波の電磁波はコンクリート中で強く減衰し、検出深度が数10cmに制限されることや、深くなるにつれ空間分解能が数cm程度になるため、確実に鉄筋位置を検出できるわけではない。さらに、レーダシステムは一般的に高価で専門知識を必要とする。

そこで我々は、ドリルの前進に伴う鉄筋との衝突を確実に検知するために、事前調査不要で安価なシステムとして、ドリルをコイルのコアとした電磁誘導法を基礎として、ドリルに実装可能かつ、鉄筋に近づきながら高精度に計測可能な鉄筋衝突検知システムを提案する。

第2章 ドリルをコアとした電磁誘導法の検討

2-1 電磁誘導法原理

座標系原点に存在する面積 S の微小ループに交流電流 I がながれると、均質媒質中に着目点 r' で誘起される電界 $E_0^T(r')$ は(2-1)式で表せる。ループの法線ベクトル n_T とするここで時間因子は $e^{-j\omega t}$ とし、以後これを処理する。ベクトルの定義を Figure 2-1 に示す。

$$E_0^T(r') = -j\omega \frac{\mu S e^{-jkr}}{4\pi|r'|^2} (jk + \frac{1}{|r'|})(n_T \times r') \quad (2-1)$$

波数 k は(2-2)式によって与えられる。

$$k^2 = \omega^2 \mu \epsilon - j\omega \mu \delta \quad (2-2)$$

μ 、 ϵ 、 δ は媒質の透磁率、誘電率、導電率である。さらに $kr \ll 1$ 成立する低周波では(2-1)式は(2-3)式に近似できる。

$$E_0^T(r') = -j\omega \frac{\mu S}{4\pi|r'|^3} (n_T \times r') \quad (2-3)$$

着目点 r' で体積 v の領域内で導電率分布 $\sigma_1(r')$ の不均質が存在すると、生じる渦電流 $J(r')$ は式(2-4)によって近似できる。着目点 r' において微小体積 dv' に流れる電流 J が観測点 r'' に生成する二次磁界 dB がビオ・サバルの法則を適用され、(2-5)式で表せる。

$$J(r') = (\sigma_1(r') - \sigma) E_0^T(r') \quad (2-4)$$

$$dB = \frac{\mu}{4\pi|r''|^3} (J(r') \times r'') dv' \quad (2-5)$$

観測点 r'' で不均質から生じる二次磁界 B は各微小体積 dv' に対応する二次磁界 dB を体積積分することで得られる。したがって、観測点 r で面積 S 微小ループが存在すれば、ループの法線ベクトル n_R とし、受信ループの二次磁界の応答電圧 V_R は(2-6)式ように表せる。

$$V_R = \frac{-j\omega \mu S}{4\pi} \int_v \frac{(\sigma_1(r') - \sigma) (E_0^T(r') \times r'')}{|r''|^3} \cdot n_R dv' \quad (2-6)$$

受信ループに単位電流を流すのに必要な電界は式(2-7)によって定義する。

$$E_0^R = -j\omega \frac{\mu S}{4\pi|r''|^3} (n_T \times r'') \quad (2-7)$$

式(2-7)を使って(2-6)式を表し直すと、式(2-8)のように表せる。

$$V_R = \int_v (\sigma_1(r') - \sigma) E_0^T \cdot E_0^R dv' \quad (2-8)$$

本式において、 E_0^T は、周囲生ずる渦電流の強度分布を表している。また、 E_0^R は、受信コイルの渦電流に対する感度分布と考える。送信ループが観測点 r に直接生成する磁界によって受信ループに誘起される電圧 V_X は式(2-9)で表せる。

$$V_X = -j\omega\Phi = \int_S \nabla \times E_0^T ds \quad (2-9)$$

V_X は $j\omega$ に依存するのに対し、 V_R は ω^2 に依存する。受信ループに誘起される全電圧 V は式(2-10)によって定義できる。

$$V = V_R + jV_X \quad (2-10)$$

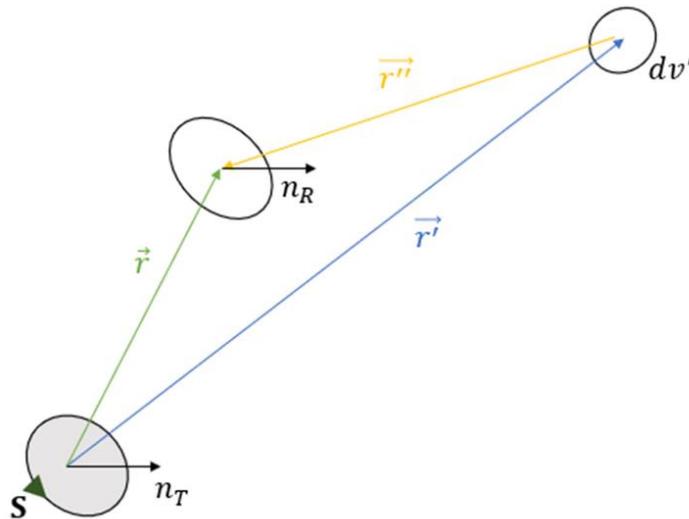


Figure 2-1 ベクトルの定義

2-2 位相の検出方法と直交検波

式(2-10)のように受信電圧は計測対象の位置によって、その位相が変化すると考えられる。位相の検出は Figure 2-2 ように三角関数の乗算演算を利用した方法を用いる。初期位相 φ を持つ連続した正弦関数に、それぞれ同じ周波数の標準正弦関数と標準余弦関数を掛け合わせたものである。計算過程を式(2-11)と式(2-12)に示す

$$\cos(\omega t + \varphi) \times \sin \omega t = \frac{1}{2} [\sin \theta - \sin(2\omega t + \varphi)] \quad (2-11)$$

$$\cos(\omega t + \varphi) \times \cos \omega t = \frac{1}{2} [\cos \theta + \cos(2\omega t + \varphi)] \quad (2-12)$$

上式の右辺には、それぞれ直流分と 2 倍の周波数の交流分が含まれる。ローパスフィルタ等により直流分は容易に取得できるため、両成分の直流分のみを抽出することで位相を計算することができる。

$$\varphi = \arctan \left(\frac{\sin\varphi}{\cos\varphi} \right) \quad (2-13)$$

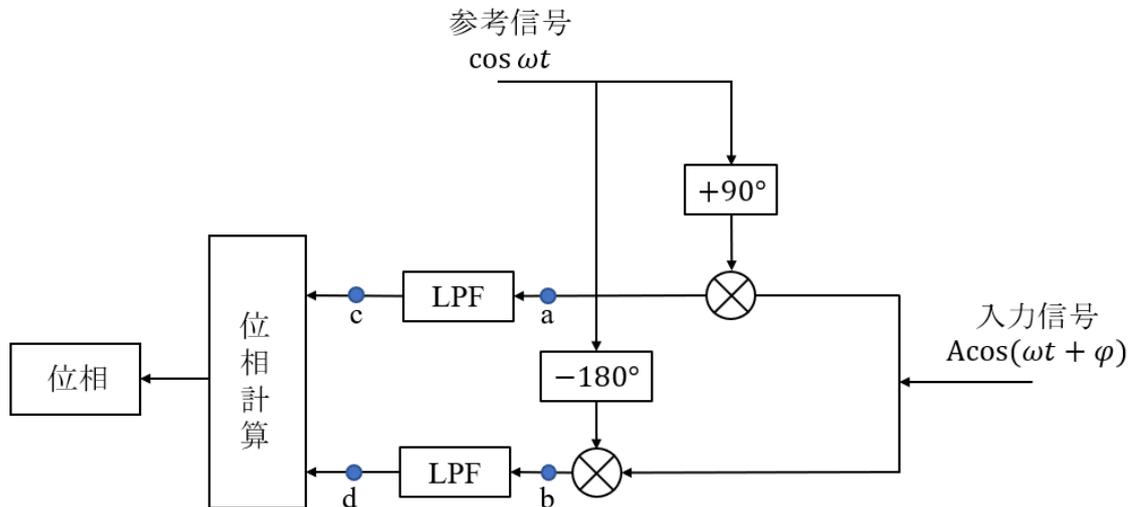


Figure 2-2 直交検波概要

デジタル直交検波は、標準余弦関数を参考信号とし、それぞれ 90° と -180° を移相し、移相した信号と入力信号掛け合わせる。その出力は、信号入力の振幅に比例した直流分と 2 倍の周波数の交流分であるから、交流分はローパスフィルタ (LPF) で除去すると、信号分の直流が得られる。a、b、c、d 点の出力信号をそれぞれ Y-OUT, X-OUT, Y 成分, X 成分と定義する。

送信コイルで流れる送信電流 I 、受信電圧 V 、それぞれと標準余弦信号をデジタル直交検波すると、送信電流位相 φ_1 と受信電圧位相 φ_2 を得られる。 φ_1 を基準とし、送信電流と受信電圧の位相差は式(2-14)で表せる。

$$\theta = \varphi_1 - \varphi_2 \quad (2-14)$$

2-3 ドリルをコアとした電磁誘導法の検討

2-1 章でも示したように、電磁誘導は変化する磁場の中に導電性の異なる媒体が存在する場合に起こる。穴あけ時のドリルの前進方向、穴あけ時のドリルの鉄筋直上からのずれ方向、それぞれ前進方向 D とオフセット方向 L と定義する。ドリルをコアとする方向の定義は Figure 2-3 に示す。

本研究では、送信コイルと受信コイルを同軸上に構成し、ドリルをコイルのコアとし、励磁磁界強度を高める。ドリルは導体であり、送信コイルに交流電流 I が流れると、ドリルで渦電流が生じる。そして、渦電流によって発生した電圧は 2 つの成分に分けられる。すなわち V_{R1} は鉄筋の渦電流による応答電圧であり、 V_{R2} はドリルの渦電流による応答電圧である。ドリルが動かないとき、 V_{R2} と V_X

は距離によって変化しない。前進方向とオフセット方向の位置が変動すれば、 V_{R1} が変化する。受信コイルに誘起される全電圧 V は(2-15)式ように表せる。

$$V = V_{R1}(r) + V_{R2} + jV_X \quad (2-15)$$

送信電流と受信電圧の位相差は式(2-16)のように表せる。

$$\theta = \arctan \left(\frac{V_X}{V_{R1} + V_{R2}} \right) \quad (2-16)$$

ここで、 θ を V_{R1} に対して微分すると式(2-17)が得られる。

$$\frac{d\theta}{dV_{R1}} = - \frac{V_X}{(V_{R1} + V_{R2})^2 + V_X^2} < 0 \quad (2-17)$$

V_{R1} が大きいほど、 θ が小さくなり、 $\frac{d\theta}{dV_{R1}}$ が大きくなる。

$$r = \sqrt{D^2 + L^2} \quad (2-18)$$

より、 D が小さくなると、 r' と r'' 小さくなり、式(2-8)によって二次磁界の応答電圧 V_R が大きくなるのがわかる。式(2-17)を式(2-19)に書き直す。

$$\frac{d\theta}{dD} = \frac{d\theta}{dV_{R1}} \frac{dV_{R1}}{dD} = - \frac{V_X}{(V_{R1} + V_{R2})^2 + V_X^2} \frac{dV_{R1}}{dD} \quad (2-19)$$

したがってドリル先端と鉄筋の距離 D が近いほど鉄筋に生じる二次磁界の応答電圧が高くなり、位相が小さくなり、位相の変化率が大きくなる。以下、送信電流と受信電圧の位相差は位相と略記する。

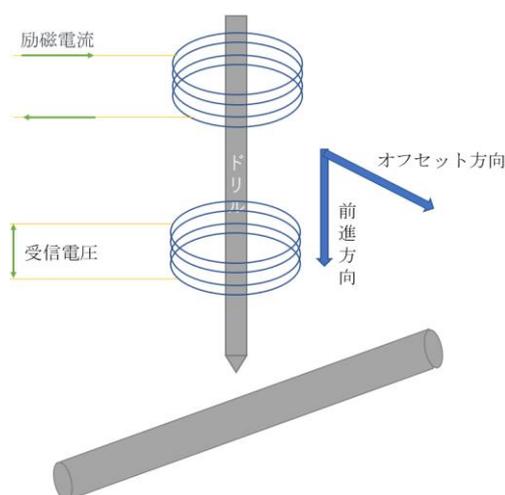


Figure 2-3 ドリルをコアとする方向の定義

第3章 計測システム

3.1 実験装置概要

本研究ではドリルをコイルの磁心として使用し、電磁誘導法により、渦電流を発生させてドリル先端の鉄筋の衝突検知を行う手法を提案する。

Figure 3-1-1 に計測システムの概要を示す、ファンクションジェネレータにより交流をアンプと、LC共振回路を介してドリルに取り付けられた送信コイルに印可し、ドリル先端から磁場を励起する。アンプは定電流アンプであり、電圧値を10倍に増幅する。A/Dコンバータはファンクションジェネレータの励磁電流と受信電圧を計測し、パソコンに転送する。ファンクションジェネレータの出力を基準信号、受信電圧を入力信号とし、パソコンでデジタル直交検波を行い、前進方向とオフセット方向の位置が変動すると、ドリル先端と鉄筋相対位置情報を含んだ位相 θ を計算することができる。

LC直列共振をFigure 3-1-2に示すが、電流源にLC直列共振回路を直接接続すると計測停止の際のコイルの逆電流が問題となるため、電流源に並列に抵抗器を接続した。並列抵抗は 47Ω である。

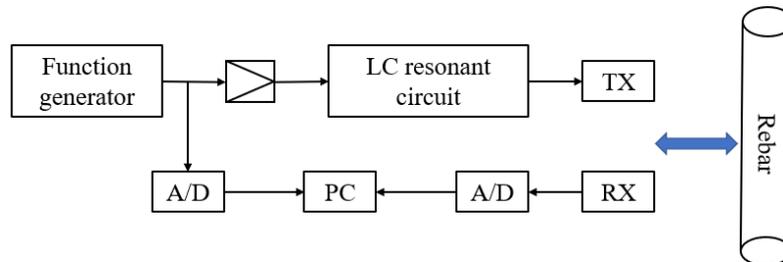


Figure 3-1-1 計測システムのブロック図

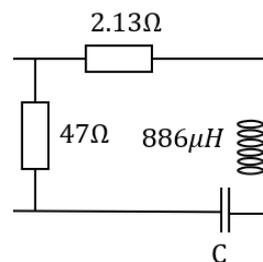


Figure 3-1-2 LC共振回路部の回路図

自作した送受信コイルをFigure 3-1-3に示す。自作コイルは送受信ともに各160巻きである。直径12mmのドリルをコアとしてコイルに挿入することで、インダクタンスが $886\mu H$ 、直流抵抗が 2.13Ω となった。

計測システムの外観をFigure 3-1-4に示す。送受信コイル高さを調節できる治具に固定し、高さを調整してオフセット方向の位置 L を変更する。オフセット L

はコイル軸が鉄筋軸と交わる高さを 0 cm とし、鉛直上向きを正とした。PC 制御のリニアアクチュエータにより、鉄筋は水平方向に逐次移動、連続移動でき、10 μm 程度の精度で鉄筋の前進方向の移動位置 D を調整できる。横方向のドリル先端と鉄筋までの距離を D とし、鉄筋が接触する位置を 0 cm と定義した。



Figure 3-1-3 作製したコイル

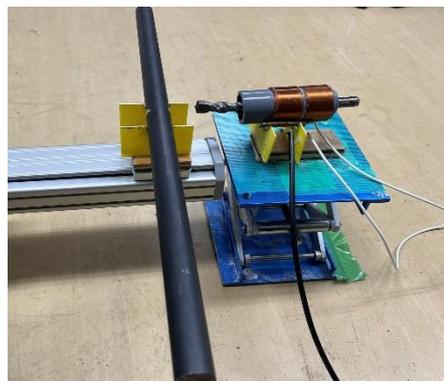


Figure 3-1-4 実験装置

3.2 周波数の選択

コイルのインダクタンスは固定であり、LC 直列共振回路の共振周波数は式(3-1) による計算できるため、共振周波数を調整するには対応するキャパシタも調整する必要がある。

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3-1)$$

実験で理想的な共振状態を作り出すことは困難であるため、採用される周波数は LCR メーターによる測定から近似した周波数である。

それぞれのキャパシタを選択した際の周波数を Table 3-2 に示す。

Table 3-2 LC 共振回路の共振周波数と静電容量の関係

静電容量 (μF)	共振周波数 (Hz)
0.5	8815
1	6072
10	1801.3
50	773.2
100	533.65
150	431.35

3.3 使用機器一覧

実験で使用機器を Table 3-3 に示す。

Table 3-3 使用機器一覧

名称	メーカー名	型番
ファンクションジェネレータ	NF 回路設計ブロック	WF1973
定電流アンプ	NF 回路設計ブロック	BP4610
A/D コンバータ	タートル工業	TUSB-0216ADMH
LCR メータ	HIOKI	IM3533-01

3.4 測定システム

本システムはファンクションジェネレータにより 431 Hz、100 mV の余弦波を発生し、定電流アンプにより送信コイルに定電流を 10 倍に増幅して印加する。受信コイルの受信電圧は A/D コンバータにより計測する。受信波形を入力信号とし、時間波形と周波数スペクトルを Figure 3-4-1 に示す。入力信号にデジタル直交検波を行うと、X-OUT と Y-OUT が直流成分と 2 倍周波数の高調波成分が含まれる。X-OUT と Y-OUT を周期の整数倍で平均すると、または X-OUT と Y-OUT にローパスフィルタをかけると、直流の X 成分と Y 成分が得られる。各成分の波形を Figure 3-4-2 に示す。したがって受信波形と標準余弦波形の位相差が 102.0408° である。同様に、送信電流と標準余弦波形の位相差が 167.3252° であることが計算できる。送信電流と受信電圧の位相差は 65.2584° あることを確認した。

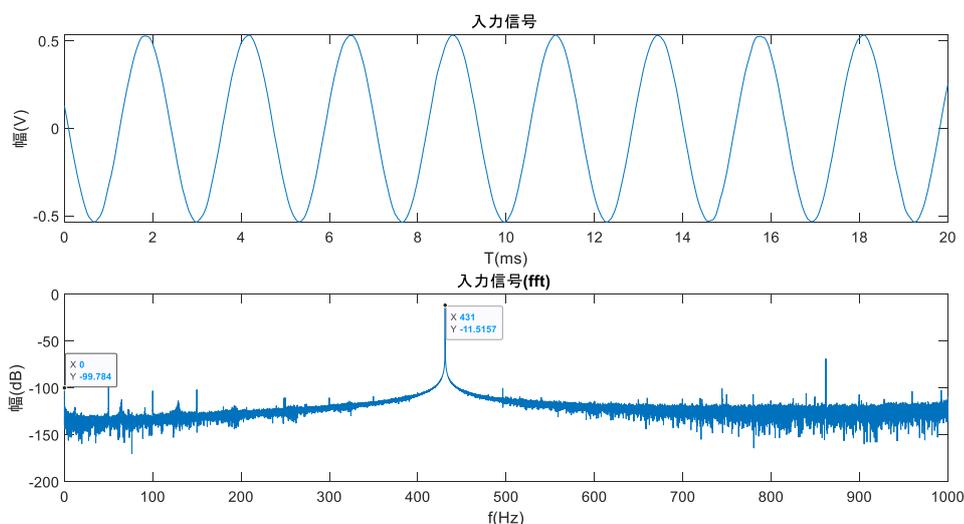


Figure 3-4-1 入力信号と周波数スペクトル

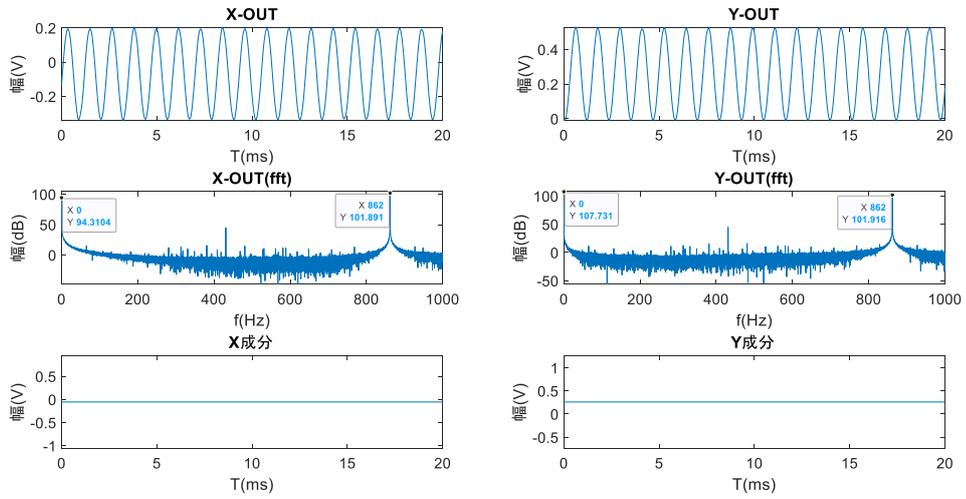


Figure 3-4-2 デジタル直交検波した各成分の信号の例

4. 電磁誘導法による鉄筋の定点での位相計測

4.1 実験目的

この実験では、誘導電流の大きさを固定して周波数を変化させ、異なる周波数での距離と位相の関係を観察することで、検出に最適な周波数を見つけるものである。

4.2 実験概要

実験においてドリル先端が鉄筋に衝突する幾何学的条件を Figure 4-2 に示す。オフセット L は -1 cm 、 0 cm 、 1 cm 、 2 cm の 4 つの異なる値に分類した。オフセット L が -1 cm 、 0 cm 、 1 cm の場合ではドリルは鉄筋と必ず衝突するが、オフセット L が 2 cm の場合ではドリルと鉄筋は衝突しない。各オフセットでは、ドリル先端と鉄筋間の距離 D は 4 cm の位置から始まり、ドリル先端に次第に近づく。各移動距離 D は 0.5 cm 間隔であり、オフセット変化と合わせて合計 36 点の位置で測定する。

ファンクションジェネレータ出力は 100 mA 、アンプは 10 倍増幅し、A/D コンバーターはサンプリング周波数 31250 Hz で 30 s がサンプリングするように設定した。測定する時、ドリルと鉄筋を前進方向とオフセットで固定する。この測定方式を以後定点測定と呼ぶ。

30 秒でサンプリングしたデータ数が 937500 個であり、このうちウィンドウとして、1 回の抽出が 1 s サンプル波形の 31250 個のデータ分を抽出した。ウィンドウは一回で 0.1 秒の長さに相当する 3125 データ数で位相のデータを解析し、統計解析を行う。30 秒間の波形データは 291 点の位相データに変換された。

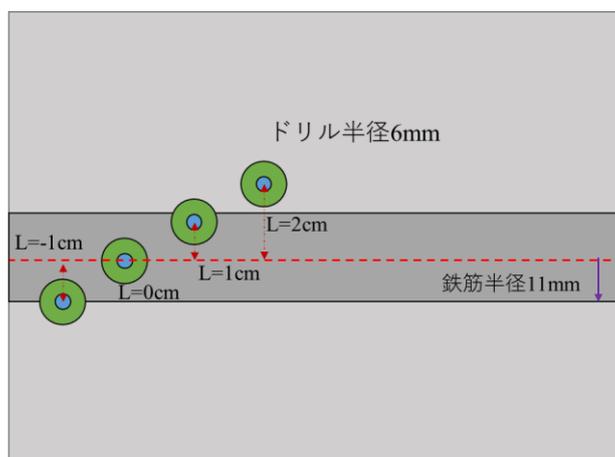


Figure 4-2 ドリル先端が鉄筋に衝突する条件

4.3 実験結果

各周波数の実験結果を Figure 4-3-1 から Figure 4-3-6 まで示す。実験はすべての周波数で位相がドリル先端と鉄筋の距離が近くなるにつれて小さくなることが確認された。ドリル先端と鉄筋の距離が近くなると位相の変化率が大きくなるという理論式で得られた現象はすべての周波数で起こるわけではない。各オフセット方向での前進方向への位相の差分を求め、2つの位置での位相の変化率を計算する。周波数が 8815 Hz、6072 Hz、1801.3 Hz の場合でドリル先端と鉄筋の距離によって位相の変化量は大きくならなかった。周波数が 773.2 Hz、533.65 Hz、431.35 Hz の場合ではドリル先端と鉄筋の距離によって位相の変化量が大きくなることを確認した。

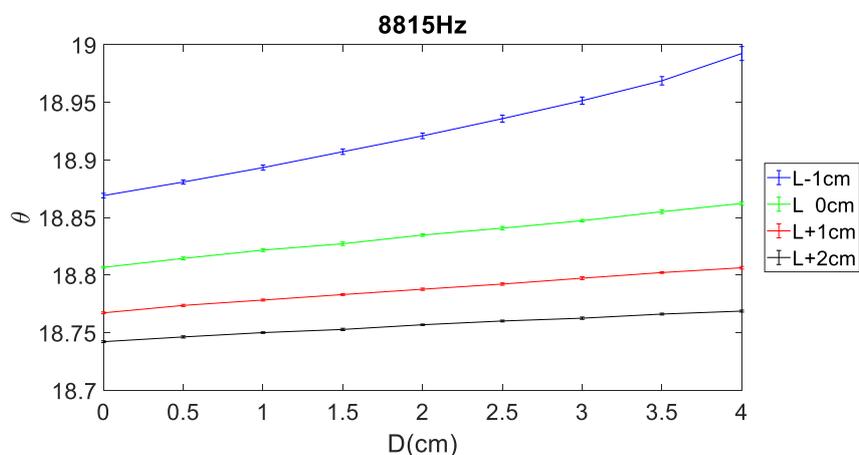


Figure 4-3-1 周波数 8815 Hz の位相

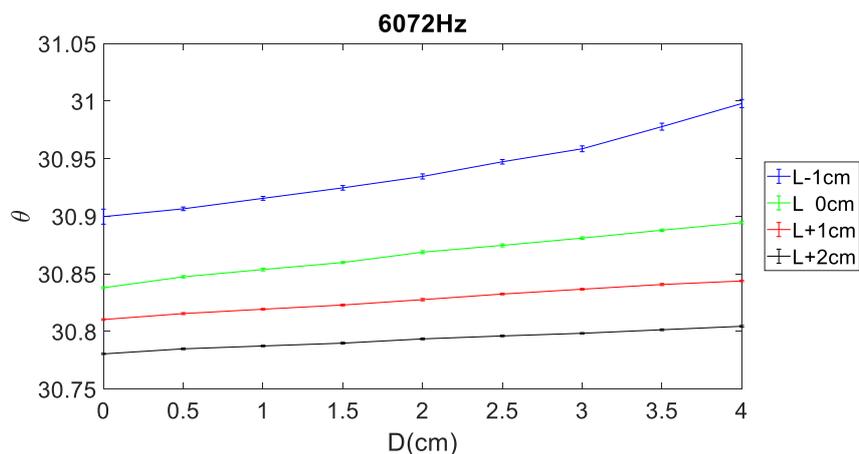


Figure 4-3-2 周波数 6072 Hz の位相

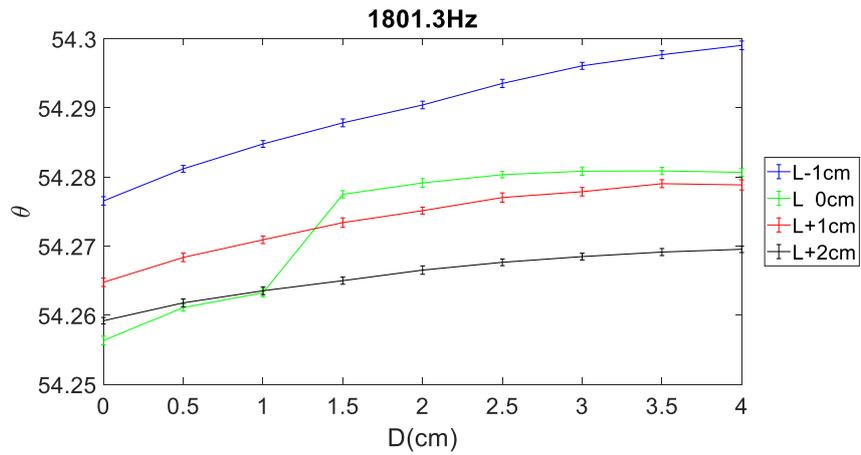


Figure 4-3-3 周波数 1801.3 Hz の位相

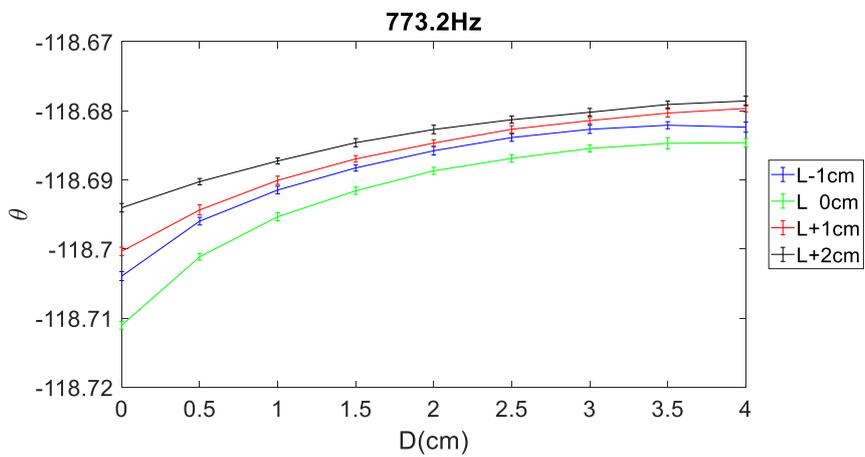


Figure 4-3-4 周波数 773.2 Hz の位相

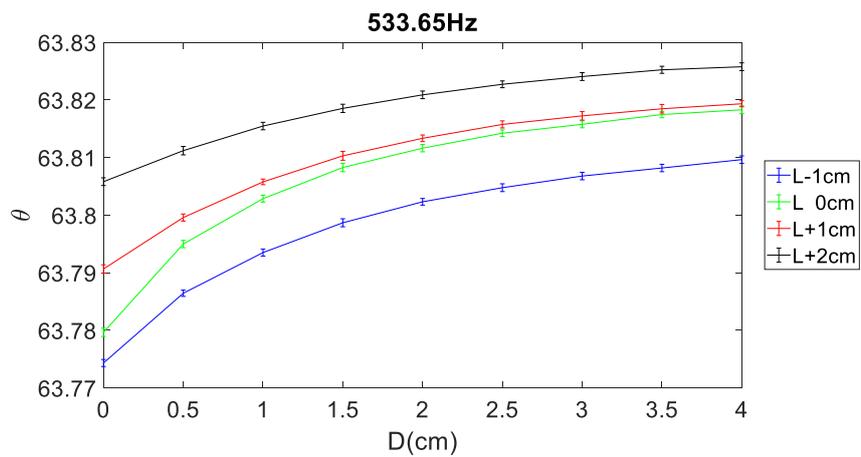


Figure 4-3-5 周波数 533.65 Hz の位相

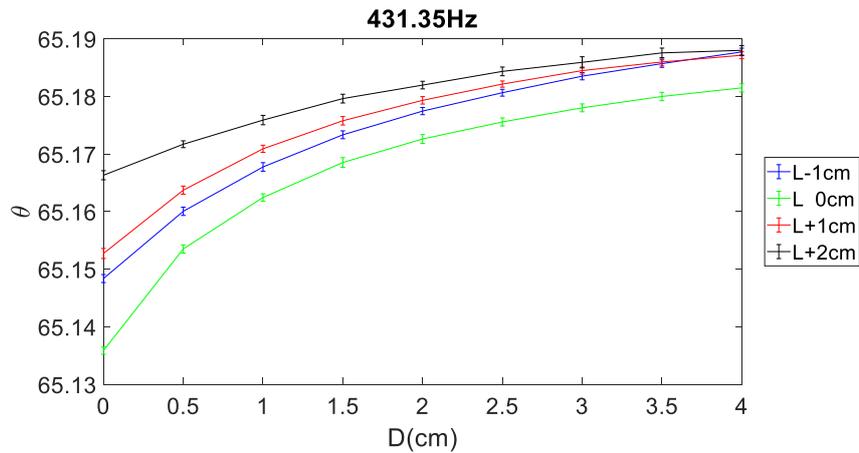


Figure 4-3-6 周波数 431.35 Hz の位相

773.2 Hz、533.65 Hz、431.35 Hz の位相の変化量 $\Delta\theta$ を Figure 4-3-7、Figure 4-3-8、Figure 4-3-9 に示す。周波数が 773.2 Hz、533.65 Hz、431.35 Hz の場合で周波数が低くなるにつれ、 $\Delta\theta$ が距離に応じて徐々に大きくなっていくことがわかる。 $\Delta\theta$ の増加はドリルの軸が鉄筋と重なるオフセット 0 cm で最も顕著であり、オフセット 2 cm で最も弱く、これはオフセット 0 cm が穴あけ時のドリルの直上方向、オフセット 2 cm がドリル先端は鉄筋と衝突しないことを意味している。さらに、 $\Delta\theta$ の標準偏差も小さくなった。特に 431.35 Hz では、オフセット 2 cm の場合でドリル先端と鉄筋距離 0-0.5 cm の $\Delta\theta$ がオフセット 0 cm、2 cm の $\Delta\theta$ と大きく異なっていることがわかる。即ち、位相の変化量 $\Delta\theta$ によってドリル先端と鉄筋に衝突するかどうかを判断できると考えられる。

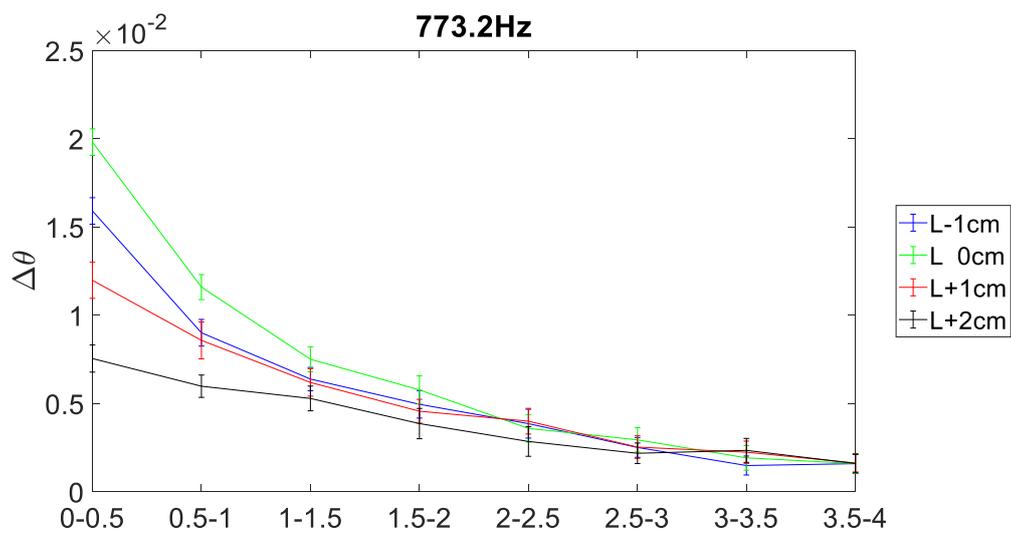


Figure 4-3-7 周波数 773.2 Hz の位相の変化量

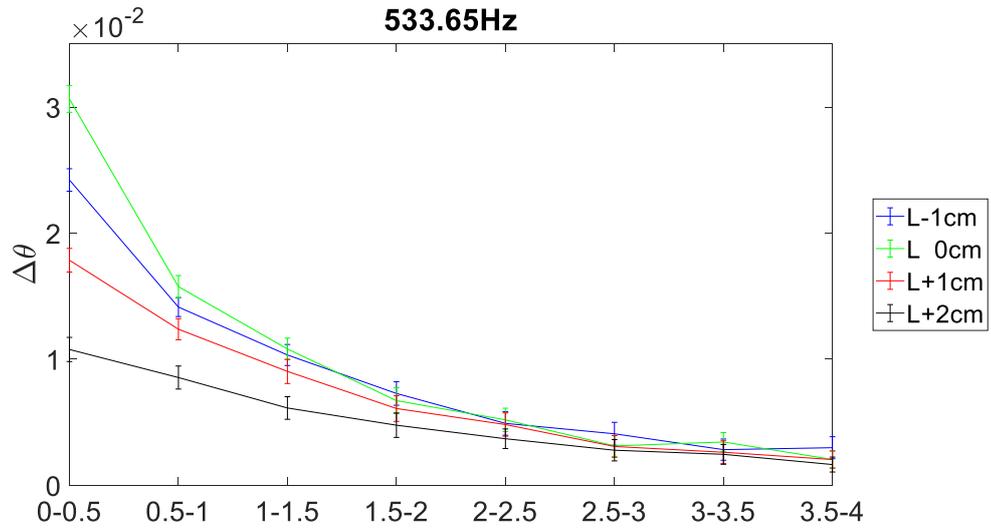


Figure 4-3-8 周波数 533.65 Hz の位相の変化量

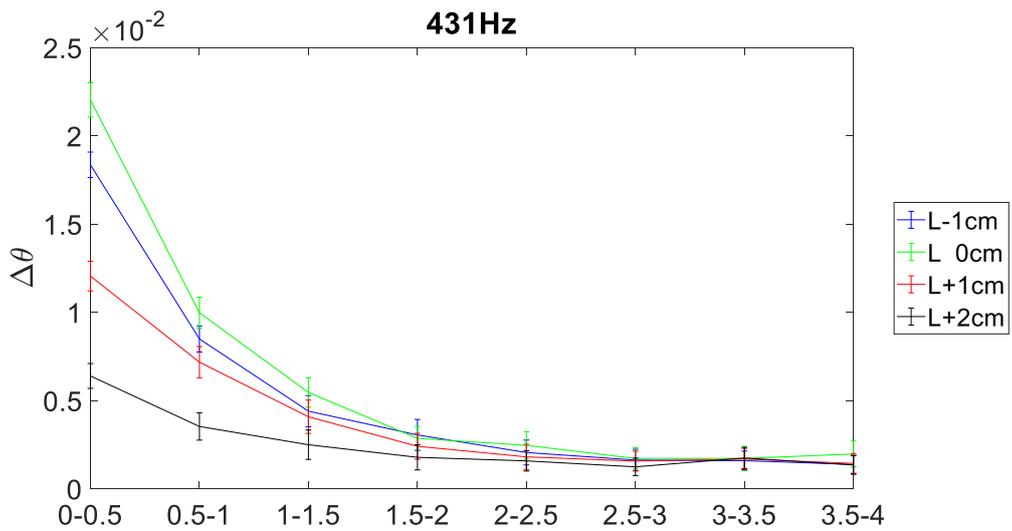


Figure 4-3-9 周波数 431.35 Hz の位相の変化量

第5章 連続移動計測

本章では、ドリルの掘削を模擬して、ドリルを連続的に移動させながらリアルタイムで位相の計測を行い、閾値により衝突検知可能かどうかを検討する。

5.1 実験概要

実験は、オフセット L は -1 cm、0 cm、1 cm、2 cm、3 cm、4 cm の 6 条件でおこなった。移動計測においてのドリル先端が鉄筋に衝突する条件を Figure 5-1 に示す。オフセット L が -1 cm、0 cm、1 cm の場合でドリル先端は鉄筋と衝突し、2 cm では接触の限界となっている。また、オフセット L が 3 cm、4 cm の場合ではドリルは鉄筋に衝突しない位置となっている。アクチュエータを使って鉄筋を制御して動かし、鉄筋とドリルとの距離 D を変化させる。

アクチュエータは速度 1 cm/s で等速で動くように設定される。各オフセットでは、鉄筋はドリル先端の前方 4 cm の位置から始まり、移動時間が 4 s になる。A/D コンバータはサンプリング周波数 125000 Hz で 4 秒間サンプリングするように設定した。

ドリル先端が鉄筋に衝突するかどうかを位相の変化量で判断する。オフセット 0 cm で鉄筋を配置せず、測定した結果を誤差の参考としている。

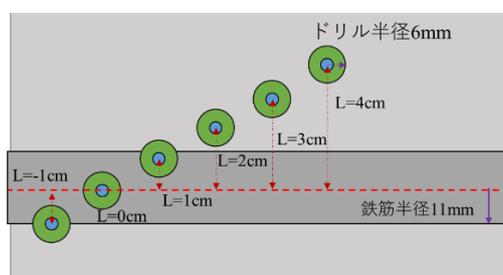


Figure 5-1 移動計測のドリル先端が鉄筋に衝突する条件

5.2 内挿によるサンプリング周波数の補間

FFT 処理では時間 T (サンプリング点数 N) で実信号を切り出す。それが繰り返される時間波形と見なして処理するので、 T が入力信号周期の整数倍である時は正しいスペクトルが得られます。そうでない場合は繰り返し点前後で波形が不連続となって波形に歪みが生じたことになり、スペクトルにその周波数を中心として広がりが生じる。スペクトルの漏れを防ぐには、信号の連続性を確保するために、サンプリングしたデータ数を入力信号周波数の整数倍を設定する必要があります。周波数を 431 Hz、サンプリング時間を 4 s、サンプリング周波数を 125000 Hz を設定する。

サンプリングされたデータに対して補間アルゴリズムを用いてサンプリングデータの点数を増加させる。本研究の補完補間法は、節点なしの端点条件を使用したスプライン内挿。クエリ点に内挿される値は、個々の次元で隣接するグリッド点の値の3次内挿に基づいて決定される。データの補間は、Matlabのinterp1関数を用いて実現した。今回使用した個々のパラメータを以下に示す。

入力信号の周波数は f_0 、サンプリング周波数は f_1 、サンプリング時間は T_0 、サンプリングしたデータ数 N が式(5-1)のように表れる。

$$N = T_0 \times f_1 = 500 \times 10^3 \quad (5-1)$$

サンプリングされたデータを長さ M のデータに補間する。 M が式(5-2)で与えられる。1sの波形に対応するデータ点数は(5-3)で得られる。

$$M = 300 \times T_0 \times f_0 = 517.2 \times 10^3 \quad (5-2)$$

$$k = \frac{M}{T_0} = 129.3 \times 10^3 \quad (5-3)$$

スライディングウィンドウ法を使って1sのデータの取り出し、取り出したデータを入力信号とする。標準余弦関数もスライディングウィンドウ法を使ってデータを取り出し、取り出したデータを参照信号とする。デジタル直交検波を実行すると位相を計算する。

データの抽出方法をFigure 5-2により示す。スライディングウィンドウの移動させたウィンドウの長さは入力される力信号の半周期の長さである。ウィンドウの長さ Δk は(5-4)のように定義することができる。

$$\Delta k = \frac{M}{T_0 \times f_0} = 150 \quad (5-4)$$

4sデータ長さ M の波形データを3sデータ長さ l のデータ位相に変更できる。0.5sの位相データは150点に相当する。0.5sの時間差に応じた位相の差分を取ると位相の変化量を得られる。2.5sに相当する合計 o 点の位相の変化量となる。 l と o を式と式で示す。

$$l = \frac{M-k}{\Delta k} + 1 = 2587 \quad (5-5)$$

$$o = l - 431 = 2156 \quad (5-6)$$

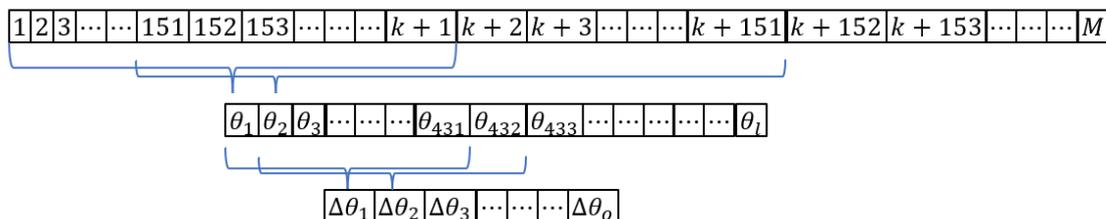


Figure 5-2 データの処理方法

5.3 移動平均

移動平均は時系列データに含まれるノイズやランダムな変動を除去することで、本質的なトレンドをより明確に見えるようにする。過去 n 個のデータポイントの平均値を計算し、現在のデータポイントに適用することで、時間的な変化を平滑化することができる。ある時間領域のデータ x , 移動平均のウィンドウの長さ N , 移動平均したデータ $y(k)$ は式(5-7)で表せる。

$$y(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x_{(k-i)} \quad (5-7)$$

この平均フィルタは時間遅れがあり、特に正弦波サンプル系列に移動平均フィルタを使用した場合で、オーバーゼロ点がずれてしまう。アプリケーションで現在の点を中点とし、左右に $N/2$ 点で平均を移動することで移動平均され、 N が偶数の場合は、境界点で 0.5 の追加係数を乗じることができる。移動平均フィルタは、各次数のフィルタ係数が同じであるローパス FIR フィルタである。ある連続信号 $y(t)$ は式(5-8)で表せる。 T_w は時間の幅で表せる。

$$y(t) = \frac{1}{T_w} \int_{t-T_w/2}^{t+T_w/2} x(t) dt \quad (5-8)$$

この式の周波数特性は

$$H(\omega) = \frac{Y(\omega)}{X(\omega)} \quad (5-9)$$

入力信号は $x(t) = \cos 2\pi f t$ を仮定すると、 $t = 0$ の時、

$$X(\omega) = x(t) = 1 \quad (5-10)$$

$$Y(\omega) = y(0) = \frac{1}{T_w} \int_{-T_w/2}^{T_w/2} \cos \omega t dt = \frac{|\sin \pi f T_w / 2|}{\pi f T_w / 2} \quad (5-11)$$

$$|H(\omega)| = \left| \frac{Y(\omega)}{X(\omega)} \right| = \frac{|\sin \pi f T_w / 2|}{\pi f T_w / 2} \quad (5-12)$$

この関数 sinc 関数である。カットオフ周波数は f_{co} で、ゲインは -3 dB、すなわち減衰倍率は 0.707 である。

$$\pi f_{co} T_w = \frac{\pi T_w}{2} = 1.3917 \quad (5-12)$$

$$T_w = 0.443 \frac{1}{f_{co}} \quad (5-13)$$

移動平均フィルタの点数とカットオフ周波数の関係は式(5-14)のように表す。

$$T_w = N \times T = \frac{N}{f_s} \quad (5-14)$$

f_s はサンプリング周波数である。そこで、移動平均フィルタのポイント数とカットオフ周波数の関係は式(5-15)のように表す。

$$N = 0.443 \frac{f_s}{f_{co}} \quad (5-15)$$

位相に対して移動平均を行い、カットオフ周波数を 1 Hz に設定する。移動平均前の位相波形を Figure 5-3-1 に、移動平均後の位相波形を Figure 5-3-2 に示す。

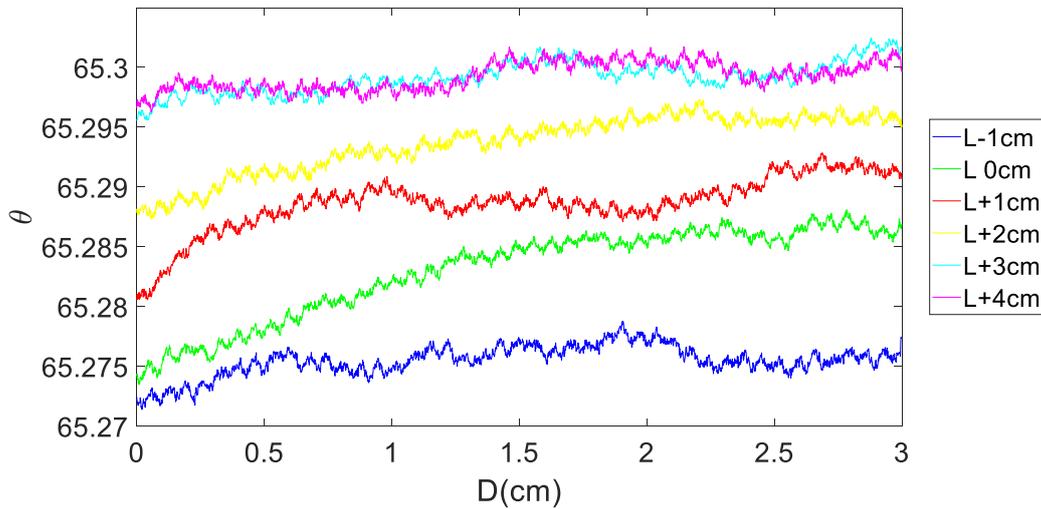


Figure 5-3-1 移動平均前の位相

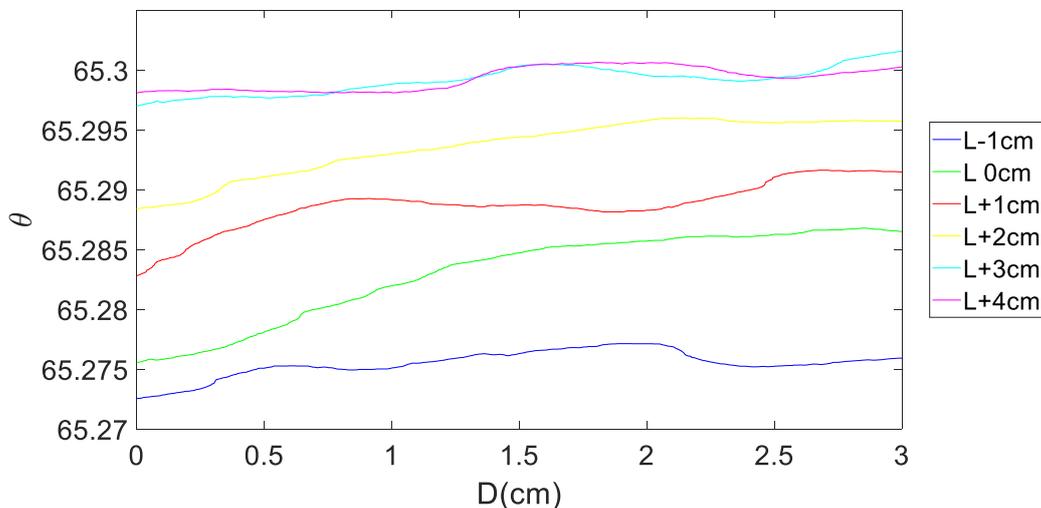


Figure 5-3-2 移動平均後の位相

5.4 実験結果

Figure 5-4-1 に計測の座標系を示すが、オフセット L はドリル軸と鉄筋軸の高さ方向のずれを表し、 D は横方向のずれを示す。オフセット方向で衝突の状況は Table 5-4-1 に示す。

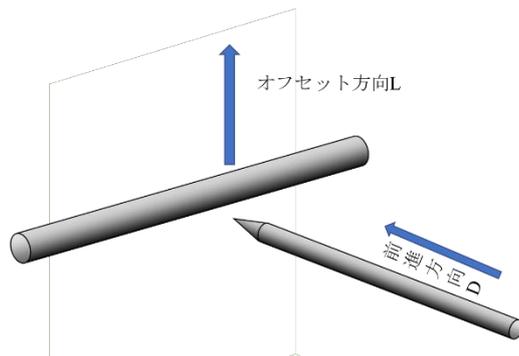


Figure 5-4-1 ドリルと鉄筋空間位置

Table 5-4-1 各オフセット方向で衝突の状況

L[cm]	-1	0	1	2	3	4
衝突	有	有	有	有	なし	なし

まず、オフセット 0 cm で鉄筋を配置しない場合の測定結果を Figure 5-4-2 に示す。これより、システムの誤差範囲は約 1.3×10^{-3} 以下と推定できる。ドリル先端と鉄筋が衝突しない位相の変化量の閾値を 2.35×10^{-3} と設定する。

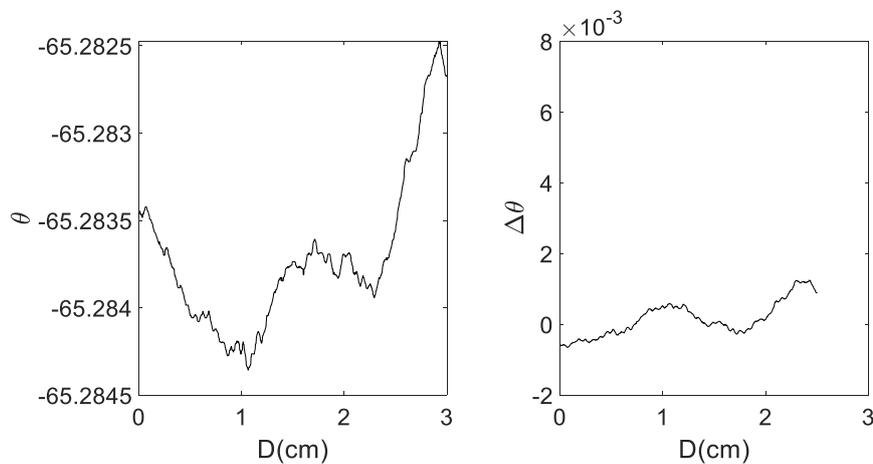


Figure 5-4-2 鉄筋なし計測結果

1 回目の実験の結果を Figure 5-4-3 に示す。オフセット 3 cm、4 cm で位相の変化量が閾値を下回り、ドリル先端と鉄筋が衝突しないことが判断できる。オフセット -1 cm、0 cm、1 cm は、ドリル先端と鉄筋距離が約 0.13 cm、1.145 cm、0.34 cm で位相の変化量が一回閾値を超えることが分かる。オフセット 2 cm は、ドリル先端と鉄筋距離が約 2.24 cm で位相の変化量が一回閾値を超える。その後約 2.24 cm で閾値を下回り、最後に約 0.42 cm で再び閾値を超えることがわかる。

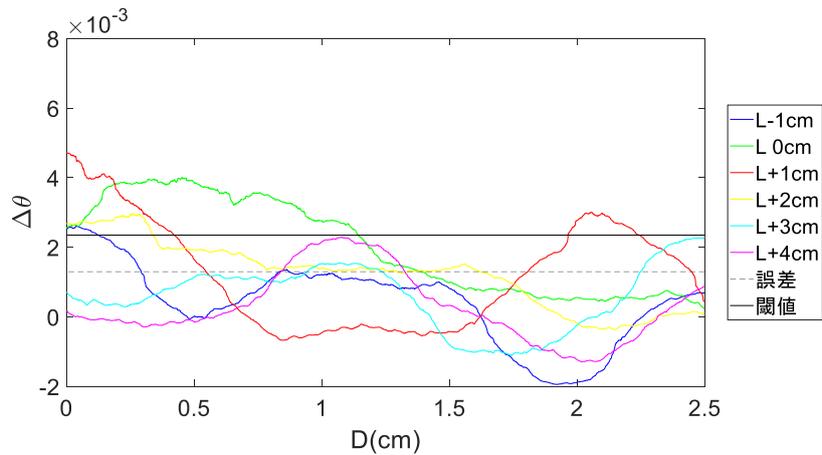


Figure 5-4-3 移動計測 1 回目

2 回目の実験の結果を Figure 5-4-4 に示す。オフセット 4 cm で位相の変化量が閾値を下回り、ドリル先端と鉄筋が衝突しないことが判断できる。オフセット 0 cm、1 cm、2 cm、3 cm は、ドリル先端と鉄筋距離が約 0.79 cm、1.08 cm、0.85 cm、0.53 cm で位相の変化量が一回閾値を超えることを示す。オフセット-1 cm は、ドリル先端と鉄筋距離が約 1.67 cm で位相の変化量が一回閾値を超える、その後約 1.32 cm で閾値を下回り、最後に約 0.3 cm で再び閾値を超えることがわかる。

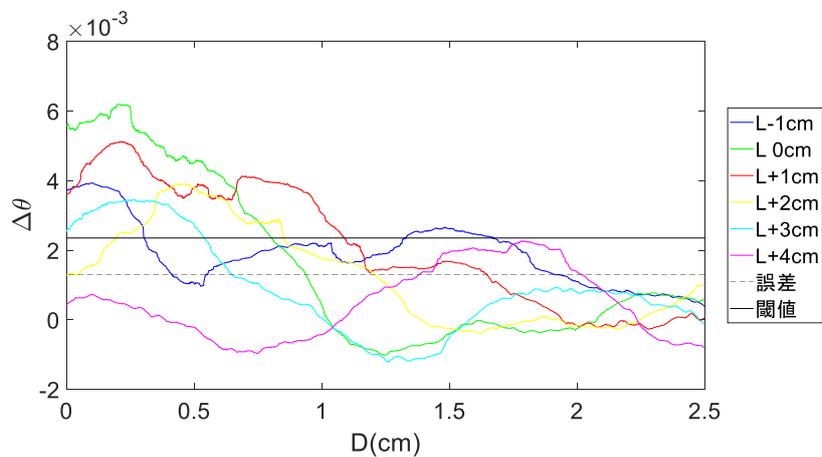


Figure 5-4-4 移動計測 2 回目

3 回目の実験の結果を Figure 5-4-5 に示す。オフセット 3 cm、4 cm で位相の変化量が閾値を下回り、ドリル先端と鉄筋が衝突しないことが判断できる。オフセット-1 cm、0 cm、1 cm、2 cm は、ドリル先端と鉄筋距離が約 0.65 cm、0.85 cm、1.12 cm、0.84 cm で位相の変化量が一回閾値を超えることがわかった。

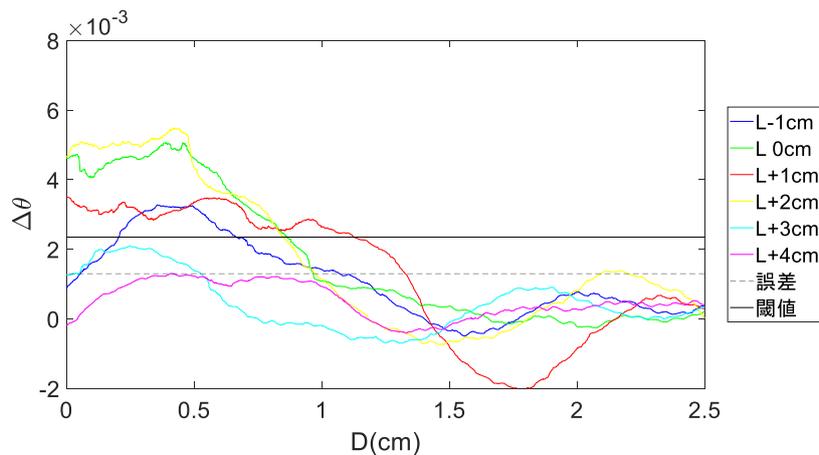


Figure 5-4-5 移動計測 3 回目

位相の変化量が閾値を超える時ドリル先端と鉄筋距離を Table 5-4-2 に示す。3 つの実験のうち、オフセットが 4 cm あれば、ドリル先端が鉄筋に衝突しないことを閾値でほぼ判断できる。オフセットが 3 cm あれば、1 回目と 3 回目は、ドリルが鉄筋に衝突しないことを正確に判断することができた。オフセットが 2 cm、1 cm、0 cm、-1 cm があれば、ドリルが鉄筋に衝突することを正確に判断することができた。判定の結果と評価を Table 5-4-3 に示す。

Table 5-4-2 位相の変化量が閾値を超える時ドリル先端と鉄筋距離

実験回数	D [cm]						
	L=-1	L=0	L=1	L=2		L=3	L=4
一回目	0.13	1.145	0.34	0.42	2.24	×	×
二回目	0.3	1.67	0.79	1.08	0.85	0.53	×
三回目	0.65	0.85	1.12	0.84		×	×

L (cm)	閾値による衝突判定結果			判定の正しさ		
	一回目	一回目	一回目	一回目	二回目	三回目
-1	有	有	有	○	○	○
0	有	有	有	○	○	○
1	有	有	有	○	○	○
2	有	有	有	○	○	○
3		有		○	×	○
4				○	○	○

Table 5-4-3 判定の結果

第6章 結論

6.1 結論

本研究はドリルに装着し、事前調査不要でドリルの前進に伴う鉄筋との衝突を検知するために、ドリルをコイルのコアとした電磁誘導法を提案する。

第2章はドリルをコアとし、鉄筋とドリルの渦電流によって生じる受信電圧と送信波形の位相差の検討。

第3章は計測システムの構成。

第4章は周波数を変更し、定点計測に最適な周波数を探し、位相の変化による位相の変化量を定義した。ドリル先端と鉄筋の位置近くなるほど位相の変化量が大きくなることを示す。

第5章は鉄筋の移動計測である。鉄筋は1 cm/s で等速で動くように設定され、ドリル先端の前方4 cm の位置から始まり、4 秒間で計測する。オフセット4 cm で、ドリル先端が鉄筋に衝突しないこと判断できる。オフセット、1 回目と3 回目は、ドリルが鉄筋に衝突しないことを正確に判断できる。オフセットが2 cm、1 cm、0 cm、-1 cm があれば、ドリルが鉄筋に衝突することを正確に判断することができる。

6.2 今後の予定

本研究は、低周波数では位相の変化量の変化によってドリルと鉄筋の衝突があるかどうかを判断することができた、431 Hz より低い周波数では検証していない。

この上で、ドリル作業する時、作業場所に応じて適切なドリルを選択する必要がある。ドリルの交換により、送受信コイルのインピーダンスが変化し、LC 共振状態を維持できない。この研究が穴を開ける作業でより広範囲に採用されるために、LC 共振を引き続き応用することを検討する。さらに、ドリルを交換する際に鉄筋の誘導電流の大きさに影響を与えると、受信コイル上の受信電圧に影響を与える。受信電圧の安定性を確保するため、コイルの構造を最適化に設計し、受信側の補助回路を設計して受信電圧の安定性を向上させる必要がある。

参考文献

- [1] 小松桂太、三輪空司、‘RC ドップラレーダを用いたハンドドリル穿孔時の鉄筋衝突防止システムに関する研究’、令和3年度 修士学位論文
- [2] 藤原 純、‘指向性電磁誘導法による坑井周辺の導電率分布計測に関する研究’、 修士学位論文
- [3] 佐藤 源之、‘電磁波による地下計測技術 (第4版)地中レーダの基礎から応用まで’

謝辞

群馬大学大学院に来たことが、私の大学院生活の始まりでした。入学した時、計測の専門知識に関する情報収集に多くの困難がありました。私は三輪空司先生に多くの助言を頂きました。私は理論がわからないとき先生に詳しく理論を説明して頂きました。また、実験で問題が発生したときで先生が適切な解決策を提示していただきました。ここに、群馬大学理工学府電子情報部門、三輪空司教授に心より感謝申し上げます。

私は論文で三輪研究生、橋爪一樹氏、大岩航平氏、川上圭祐氏の助けをもらって文法のミスを直した。彼らには感謝申し上げます。日本の生活と研究に関すること三輪研究室の皆様常に意見をもらいました。非常に良い研究室の雰囲気を作り上げる三輪研究室の皆様感謝申し上げます。

最後に研究において丁寧な指導をしていただいた三輪研究室の皆様深く感謝申し上げます。

発表実績

ZHANG XINGJIAN、三輪空司、「ドリルをコイルのコアとした電磁誘導法による鉄筋との衝突検知」、電気学会栃木・群馬支所合同研究発表会、足利、令和4年2月28日