

論文 励磁コイルを用いた加振ドップラレーダによるコンクリート内振動体の選択的イメージング

三輪 空司*1・栗田 伸幸*2・碓氷 淳*3

要旨：電磁波レーダはコンクリート内の鉄筋の探査のみならず、コンクリート内のCD管や細径配線等の探査にも用いられている。しかし、送受信アンテナ間の直達波や、粗骨材等からの不要反射による虚像等との識別が困難になる場合があった。一方、計測対象のみをある周波数で振動させることができれば、電波のセンシングによる反射波のドップラ効果により振動物体のみを選択的に計測することが期待でき、不要な虚像のないイメージングが可能であると考えた。本報告では、励磁コイルにより計測対象となる針金を加振し、その針金のみのレーダイメージを計測可能なシステムを構築し、実験的に検証した結果について述べる。

キーワード：電磁波レーダ、励磁コイル、加振、ドップラ計測

1. はじめに

近年、鉄筋コンクリート(RC)建造物の長寿命化が求められており、耐震補強工事やリニューアル工事の件数が増加してきている。この工事では、既設コンクリートのはつりやコア抜き作業が行われるが、コンクリート内部の鉄筋や埋設配線等のかぶり深さ、位置等の事前探査が行われる。この方法には超音波探査法、電磁探査法等があり、いずれも鉄筋の探査には有効に利用されてきた。電磁探査法の中でも、特に電波を用いたレーダ法[1]は、非接触、高速、簡便、高分解能な鉄筋探査法として知られており、近年、商用のレーダシステムも多く開発されている。しかし、コンクリート内には鉄筋だけではなく、埋設された電気配線や、CD管内に設置された電気配線も存在している。一般に鉄筋の奥数 cm に位置している場合が多いが、鉄筋の網目に重なって配置されているとは限らず、鉄筋位置を避けながらコア抜き等を行ったとしても、電力線を損傷するといったトラブルが発生している。電力配線等は、病院等の精密機器や人命に直結する機器が多い既設構造物でこのような事故が発生することはあってはならず、現場の要望としてこれらの事故を予防する為の配線検査技術に対するニーズが極めて高まってきている。

市販の RC レーダ装置では、配線が表面に近い場合では、送受信アンテナ間の大きな直接波に埋もれてしまい検出困難になることは良く知られている。また、アンテナの電波の振動方向と、細線の向きが直交するような場合、正しく細線を計測できない場合もある[2]。さらに、一般に、鉄筋コンクリートの不均質性によって電磁波レーダ探査結果には、複数の粗骨材等からの干渉波による虚像応答が見られる場合があり、細径配線等の検出を困難にしていると考えられる。

一方、我々は加振ドップラ計測と呼ぶ、センシング用の波と加振用の2種類の波を用いた新たな計測法によるイメージング法の研究を行っている[3]。この手法では、まず、計測対象を加振用の波で加振し、その対象を機械的に振動させる。その後、センシング用の波を用いて、計測対象の反射波を計測し、振動によって起こるドップラ周波数成分のイメージングを行う。これにより、振動している物体のみを選択的にイメージングすることが可能であると考えられる。したがって、センシング波を電波とし、加振波を励磁コイルにより加振させ、コンクリート内のCD管内の磁性体のみを振動させることができれば、アンテナ間の直達波やコンクリート内の不要反射波に影響を受けることなく、CD管内の配線のみを選択的にイメージング可能であると考えた。励磁コイルにより加振を行う手法には電磁パルス法[4]が知られているが、本手法は連続波で加振し、その振動源の動きを電磁波で非接触に変位計測することに計測法の違いがある。

本論文ではネットワークアナライザによる電磁波レーダに新たにドップラ成分の計測が可能なシステムを構築し、実験的に励磁コイル加振によりコンクリート内CD管の針金が選択的にイメージングできることを示す。

2. 加振ドップラ計測の原理

2.1 原理

図-1 に加振ドップラ計測の概念図を示す。座標 $(x_s, 0)$ にある指向性の広い送信アンテナから、計測対象に向けセンシング波として電波を照射し、反射体から反射された反射波を同一のアンテナで受信する。この定式化では簡便のため送信波は単一周波数とする。また、同時に計測対象を単一周波数で振動させる。ここで、加振波長は計測システムのサイズより十分長く、計測対象の

*1 群馬大学大学院 理工学府電子情報部門准教授 博士(工学)(正会員)

*2 群馬大学大学院 理工学府電子情報部門助教 博士(工学)

*3 群馬大学大学院 理工学府電子情報・数理教育プログラム

全ての場所が一様に振動するものとする。加振により (x_m, z_m) にある m 番目の反射体が振動するとき、反射体の z 方向変位 $u_z(t)$ は一般に(1)式のように表される。

$$u_z(t) = \delta \sin(2\pi f_v t) \quad (1)$$

ここで、 δ 、 f_v はそれぞれ加振波の振動振幅、加振周波数である。さらに、センサから反射点までの距離 L は $u_z/z_m \ll 1$ すると(2)式で近似でき、時間とともに変動する。

$$L(t) = z_m \sqrt{1 - 2 \frac{u_z(t, x_0)}{z_m} + \left\{ \frac{x_s - x_m}{z_m} \right\}^2} \quad (2)$$

$$\cong l - u_z(t)$$

ここで、 l は(3)式で表されるセンサと反射体位置のみに依存する以下の項である。

$$l = z_m + \frac{(x_s - x_m)^2}{2z_m} \quad (3)$$

これにより、受信点でのセンシング波の受信信号 $\dot{e}(f, t)$ は、反射体の反射係数 $\dot{R}$ を用いて(4)式のように表される。

$$\begin{aligned} \dot{e}(f, t) &= \dot{R} e^{-jk_s 2L(t)} e^{j2\pi f t} \\ &= \dot{R} e^{-j2k_s \{l - \delta \sin(2\pi f_v t)\}} e^{j2\pi f t} \end{aligned} \quad (4)$$

反射パスは時間的に微小に変動するため、センシング波はドップラ効果を受け、 $\dot{e}(f, t)$ の反射周波数(位相)は変動する。ここで、一般に $J_n(r)$ を n 次のベッセル関数とすると、以下の関係がある。

$$e^{jrsin\theta} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(r) e^{jn\theta} \quad (5)$$

これにより、 $\dot{e}(f, t)$ は(6)式のように展開される。

$$\dot{e}(f, t) = \dot{R} e^{-j2k_s l} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(2k_s \delta) e^{j\{2\pi(f-nf_v)t\}} \quad (6)$$

良く知られているように、反射信号 $\dot{e}(f, t)$ は加振周波数 f_v の n 倍の周波数遷移を受け、それらの重ね合わせが受信される。この反射波の周波数スペクトルはセンシング

波の周波数±加振周波数の整数倍の線スペクトル列となる。一方、ベッセル関数の係数の関係から $k_s \delta \ll 1$ のとき、以下の近似が成立する。

$$J_0(2k_s \delta) \cong 1, J_{|n|>1}(2k_s \delta) \ll J_1(2k_s \delta) = k_s \delta \quad (7)$$

したがって、 $n=0$ 次、1 次の展開項を用いて $\dot{e}(f, t)$ を書き直すと(8)式が得られる。

$$\begin{aligned} \dot{e}(f, t) &\cong \dot{R} e^{-j2k_s l} \times \\ &\{e^{j2\pi f t} + k_s \delta e^{j\{2\pi(f-f_v)t\}} - k_s \delta e^{j\{2\pi(f+f_v)t\}}\} \end{aligned} \quad (8)$$

$\dot{e}(f, t)$ の第1項(直流成分)は加振ドップラ計測における静的な応答であり、通常の計測における応答と等価である。一方、第2,3項はそれぞれ1次の正負のドップラ信号であり、以下の様に表される。

$$\dot{e}_D(f, t) \cong k_s \delta \dot{R} e^{-j4\pi f l / v_s} e^{j\{2\pi(f-f_v)t\}} \quad (9)$$

この信号は、計測対象が単一周波数 f_v によって振動していれば、発生する応答であり、振動振幅 δ に比例する。すなわち、計測対象の振動の有無により選択性のある応答となっている。

2.2 計測システム

単一周波数のセンシング波の受信波形 $\dot{e}(f, t)$ からレーダ応答(すなわちインパルス応答)を得るには、周波数 f を広帯域にわたり掃引して、その伝達関数を計測し、逆フーリエ変換すればよい。ネットワークアナライザは送信信号と同一周波数の直交する二つの参照信号と受信信号とを掛け合わせ、その低周波成分を取り出す(直交検波)ことで各周波数の複素伝達関数を計測できる。低周波成分を取り出す際にはローパスフィルタが用いられるが、その帯域幅を IF 帯域幅と呼び、IF 帯域幅を狭くすればするほど高 SN 計測が可能であるが、帯域幅に逆比例して計測時間がかかるという特徴を有する。一方、本計測では f_v のドップラ周波数遷移を起こした成分の複素伝達関数を計測することが目的である。そのためには、送信周波数が f のとき、参照波を $f + f_v$ とする必要があるが、ネットワークアナライザ内部の参照周波数と送信周波数は同一であり、基本的にはドップラ成分のみの計測は困難である。

そこで、送信信号にネットワークアナライザの外部で加振周波数を加え、 $f + f_v$ に変調して送信アンテナから送信後、ドップラ効果によって周波数が f_v だけ低下した周波数 f の成分を受信することにより、ネットワークアナライザを用いて、ドップラ計測可能とした。また、この際、IF 帯域幅は加振周波数より十分小さくしておく必要がある。 $\dot{e}_D(f + f_v, t)$ を周波数 f で直交検波して得られる複素振幅 $\dot{E}(f)$ は以下の様に得られる。

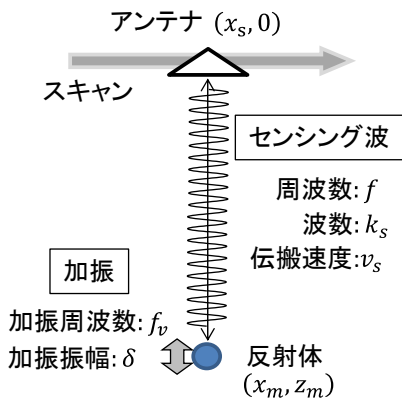


図-1 加振ドップラ計測の概念図

$$\dot{E}_D(f) \cong k_s \delta \dot{R} e^{-j2\pi(f+f_v)2l/v_s} \quad (10)$$

尚、この信号を周波数 f_L から f_H まで掃引して得られる伝達関数を逆フーリエ変換すれば、 $t = 2l/v_s$ においてピークを有するインパルス応答が得られる

$$\begin{aligned} \dot{g}_D(t) &\cong \frac{1}{f_H - f_L} \int_{f_L}^{f_H} \dot{E}_D(f) e^{j2\pi f t} df \\ &\cong k_s \delta \dot{R} \text{sinc} \left\{ \pi f_w \left(t - \frac{2l}{v_s} \right) \right\} \end{aligned} \quad (11)$$

2.3 イメージキャンセリングミキサ

図-2 に開発した加振ドップラ計測システムのブロックダイアグラムを示す。通常、周波数シフトにはミキサを用いるが、周波数シフトは正負の両側に同時に発生するため、片側のみの周波数シフトを実現するイメージキャンセリングミキサ(ICM)を構成する必要がある。赤枠内がネットワークアナライザの送信信号を変調する ICM 部であり、送信信号を直交分配器(QH-0R714, Marki microwave)により位相の 90° 異なる成分に分解し、発振器で作成した位相の 90° 異なる加振周波数成分をそれぞれミキサ(ML1-0113, Marki microwave)で変調し、その後、電力合成器(ZFRSC-123, Mini-circuits)により合成することで、片側の変調成分のみを作り出す。本システムに

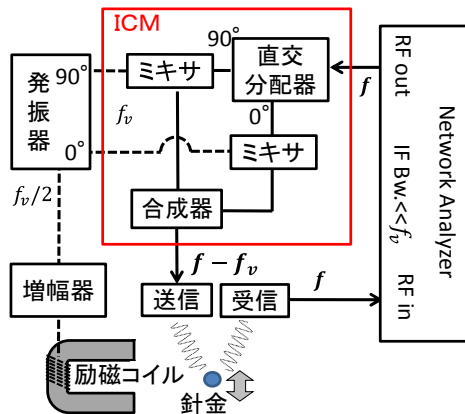


図-2 加振ドップラ計測システム

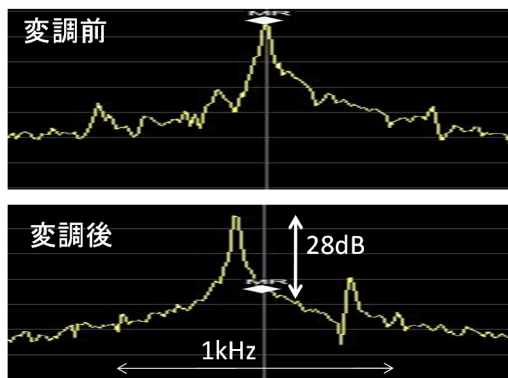


図-3 ICM による周波数シフトの例 (6GHz, 100Hz)

より 0.7~13 GHz のセンシング周波数において加振ドップラ計測が可能である。図-3 に ICM による周波数シフト後の周波数スペクトルを示す。センシング波の周波数を 6 GHz とし、周波数シフトを 100 Hz とした。図の中央の実線の 6 GHz に対し -100 Hz にスペクトルのピークが移動している。また、+100 Hz の信号は消え残りの成分であり、-100 Hz に対し、28dB 低下している。

図-4 に本計測システムでの受信信号のスペクトルの例を示す。ICM の出力信号 (上段左) は $f - f_v$ の所望変調周波数成分が最も強く、これを基準とする。さらに、合成器での消え残りの周波数成分が $f + f_v$ に現れ、基準とのパワー比を B dB とする。また、一般にミキサ出力は変調されずにそのまま通過する漏れ周波数成分も有しており、基準とのパワー比を A dB とする。その後、振動物体からの反射時のドップラ効果により (8) 式のような直流成分と、 $C(=1/k_s \delta)$ dB 小さい正負の 1 次の加振周波数成分の 3 つのスペクトル列 (上段中央) が畳み込まれた信号が受信される。これにより、周波数 f の成分には所望の正のドップラ成分(赤)に加え、 B dB 小さい消え残りの成分(緑)、および、 $A - C$ dB 小さい漏れ成分(青)の 3 つの信号の和が表れる (上段右)。本システムでは、消え残り成分 (緑) は図 3 より 28 dB 程度小さく、所望信号に比べ無視できる。一方、漏れ成分 A は 40 dB 程度、 $C(=1/k_s \delta)$ は加振振幅に依存し 30~40 dB とすると、漏れ成分の影響(青)は 0~10 dB 程度と所望信号に比べ無視できない。一方、この漏れ成分の影響は(中段右)のように ICM により変調した状態で加振を行わない計測を行うことにより実測可能であり、加振の有無によるレーダ応答の差を取ることで(下段) 漏れ成分を除去することとする。

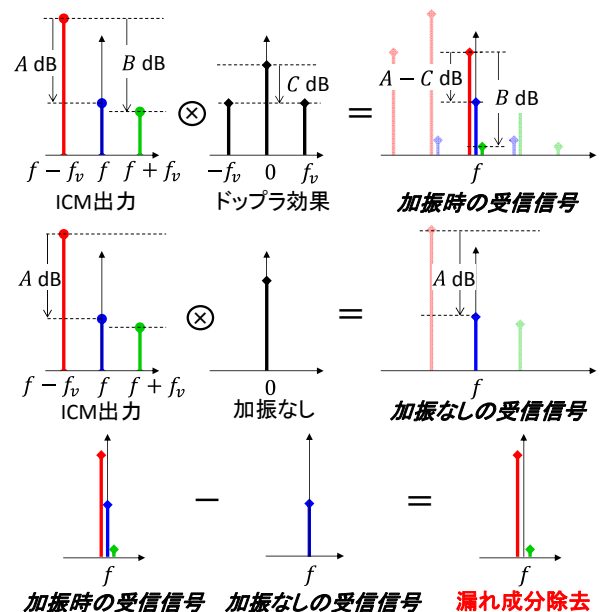


図-4 ICM による周波数シフトの例および、ICM の漏れ成分の除去法概念図

3. 励磁コイルによる加振実験

3.1 励磁コイル加振システム

本システムでは計測対象に外部から振動を与えドップラを計測するが、その際、加振器のような機械的な振動源を用いた場合、計測対象全体が振動することとなる。CD管を検出するためには、CD管のみを振動させられることが好ましいが、現状では困難であり、CD管に針金を挿入し、その針金を励磁コイルによって選択的に振動させることで、針金だけのドップラ成分のイメージングを行うものとする。図-5に作成した励磁コイルを示す。コアにはコの字型の100層の積層鋼板を使用し、直径1mmのエナメル線を500回巻いている。加振周波数は数10Hzであり、周波数応答解析器(NF回路設計)によりこのコイルのインピーダンスを計測したところ、抵抗成分2.4Ω、インダクタンス成分200mHであった。周波数25、50Hzでのインピーダンスはそれぞれ30、63Ωであった。

3.2 空中での加振振幅と加振

図-6に加振実験の様子を示す。加振用のアンプにはD級アンプ(DCP1400, ClassicPro)を用いた。加振用の針金には直径5mmの針金を用いた。針金の両端を固定した状態で下方から加振を行い、その振動振幅をレーザ変位計により計測した。図-7にコイル先端と針金の間隔を4cmとし、25Hzの加振周波数で励振したときの印加電流、及び針金の振動変位の時間波形を示す。コイルにはピークtoピーク値で約20Aの電流が印加されており、その際の振動変位は0.37mmであった。また、励磁コイルでは磁気吸引力のみが働くため、正負の交流電流を流

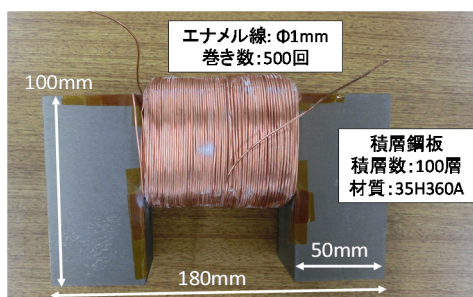


図-5 試作した励磁コイル

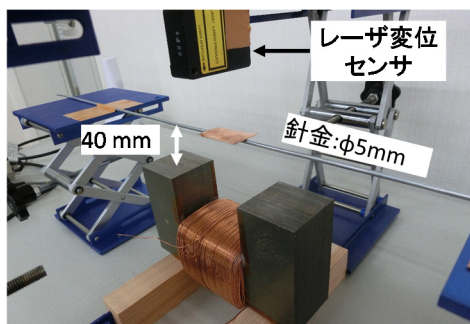
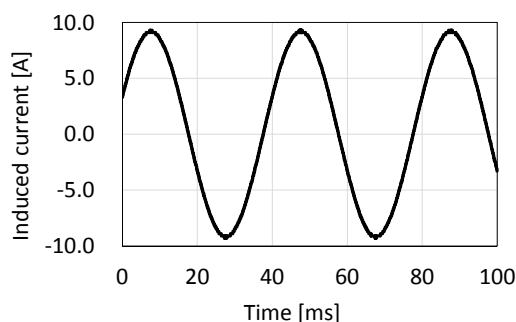
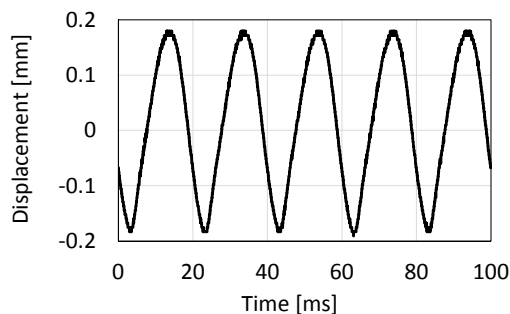


図-6 加振実験の様子

した際には振動周波数は加振周波数の2倍が基本振動周波数となり、50Hzで振動することとなる。表-1にコイルと針金間の空隙4cmにおける加振周波数と振動振幅2δの計測例を表にまとめた。コイルからの磁界は空中とコンクリート内でほとんど違いはないため、コンクリート内のCD管のかぶり4cm程度でも十分な振動が得られることがわかった。また、振動周波数60Hzのとき、振動振幅が大きくなっているが、これは両端を固定しているため共振を起こしているものと考えられる。CD管内に針金がある場合は端部の拘束がない状態であるため、このような共振特性は起こりにくいと考えられるが、ある程度の振動振幅を予測することができると考えられる。ここで、コンクリートの比誘電率を9とすると、電磁波の周波数10GHzでは、波長λは10mmであり、加振周波数25Hzでの振動振幅2δは370μmなので、 $k_s\delta(=2\pi\delta/\lambda)$ に換算すれば0.1程度となり、この場合、ドップラ効果による振幅低下項Cは20dB程度と見積もることができる。



(a) 印加電流



(b) 振動変位

図-7 励磁コイルによる針金加振時の時間波形
(加振周波数25Hz、空隙:4cm)

表-1 励磁コイルの振動特性

		振動周波数 [Hz]	振動変位pp [μm]
加 振 周 波 数 [Hz]	25	50	370
	30	60	539
	35	70	177
	40	80	169
	45	90	57
	50	100	20

加振ドップラ計測によるドップラ成分の検出

次に、本計測システムを用いて空中において針金を振動させそのドップラ応答を計測した。加振のしやすさを考慮して、針金の径を2 mmとし、図-8のように、針金の50 mm 下方より励磁コイルにて25 Hz で加振を行い、50 Hz の周波数でICMの変調を行った。送受信アンテナにはボウタイスロットアンテナを用い、図のように針金の50 mm 下方に配置した。図-9(a)に送受信アンテナ間伝達特性の周波数特性を示す。尚、計測において5回の加算平均を行った。点線で表される直流成分より、使用したボウタイスロットアンテナが広帯域な伝達特性を有していることがわかる。また、実線で表される加振ドップラ信号は直流分に比べ30 dB 以上小さいことがわかる。この信号には、所望の加振ドップラ成分とICMの未変調成分(漏れ成分等)が重畳しているが、ICMの漏れ成分が加振ドップラ成分よりも大きいため、直流成分と類似した特性となっていると考えられる。

図-9(b)に加振ドップラ成分の伝達特性の逆フーリエ変換により得られるレーダ波形を示す。破線が得られた加振ドップラ信号である。0.2 ns 付近に見られるピークは送受信アンテナ間を直接伝わる直接波と考えられる。また、点線はICMにより変調を行い、加振をしなかったときの無加振ドップラ成分を示す。加振を行っていないため、計測される信号はICMにおける変調されなかった漏れ信号であり、直達波付近では、加振ドップラ成分と似た波形となっているが0.4 ns 付近が大きく異なることがわかる。さらに、実線は加振前後のドップラ成分の差分レーダ波形を示すが、0.4 ns 付近に明瞭なピークが見られ、50 Hz で振動する針金からの反射波が計測できていると考えられる。また、振動の影響のないアンテナ間の直達波や針金以外の反射波は小さくなっており、差分処理により、漏れ信号が除去され加振により振動する反射体のみが選択的に表れることがわかる。

5. コンクリート内の配線イメージング実験

本システムの有効性を検証するためにコンクリート供試体を用いた実験を行った。本実験に用いたコンクリート供試体の調査計画表を表-2に示す。また、図-10(a)に本供試体の概要を示す。図のようにD13の鉄筋がかぶり2 cmに15 cmピッチで縦横に配筋されている。また、φ2 cmのCD管はかぶり5 cmに配置されており、その内部にφ2 mmの針金を挿入した。図-10(b)はコイ

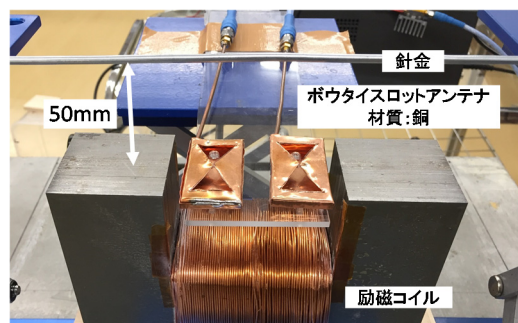
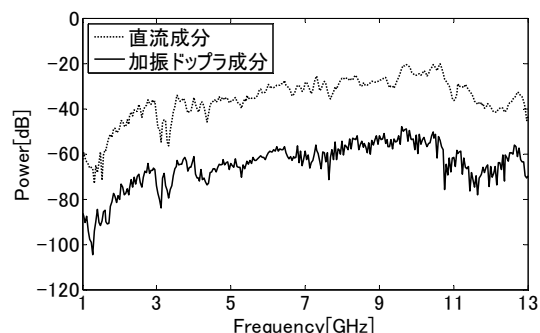
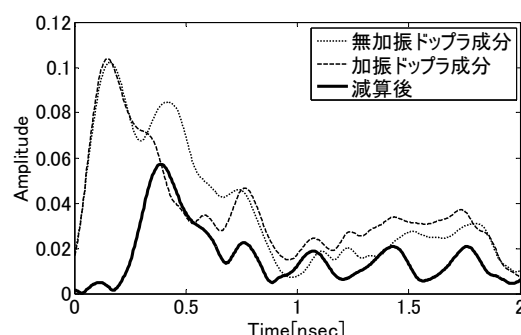


図-8 励磁コイルによる加振ドップラ計測の様子



(a) アンテナ間伝達特性



(b) 加振前後のドップラ成分のレーダ波形および、その差分レーダ波形

図-9 空中における加振ドップラ計測の例
(コイル - 針金間距離: 50 mm)

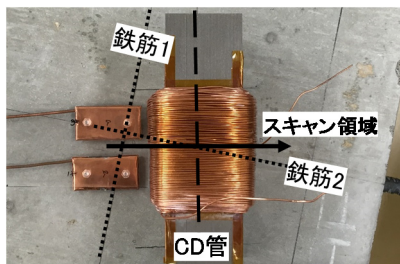
ル、アンテナおよびそのスキャン方向の配置を示し、点線は鉄筋1,2、破線はCD管の埋設方向を表す。コイルは図のようにコンクリート上に固定して配置し、コイルの空洞部を図のようなボウタイスロットアンテナで実線のようにスキャンする。尚、アンテナの偏波方向はスキャン方向と直交している。図(c)にスキャン領域の断面図を示すが、スキャン幅は15 cmであり、3 mm 間隔でスキャンした。スキャン方向とほぼ平行な鉄筋2があり、CD管はその鉄筋の直下に直交するよう配置している。

表-2 コンクリート供試体の調査計画表

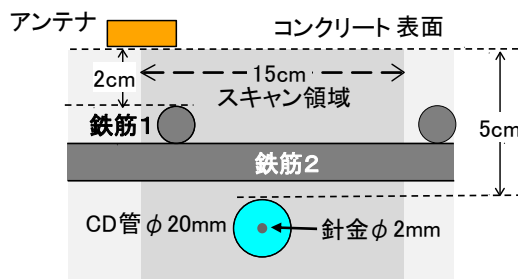
粗骨材最大寸法 (mm)	スランプ (cm)	水セメント比 (%)	細骨材率 (%)	水 (kg/m³)	セメント (kg/m³)	細骨材 (kg/m³)	粗骨材 (kg/m³)	混和剤 (kg/m³)
20	18	50	47.9	170	340	842	943	3.06



(a) 供試体の外観



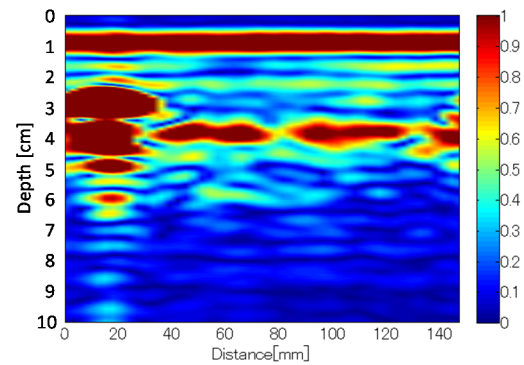
(b) 鉄筋、コイルおよびアンテナの配置



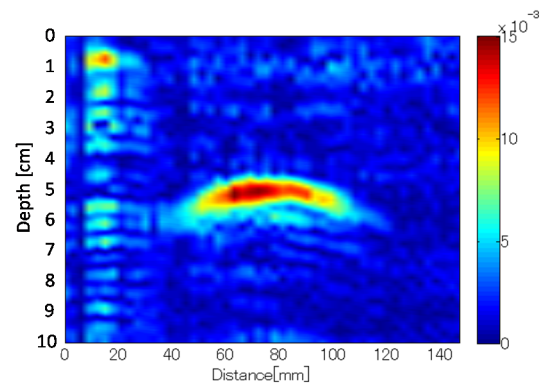
(c) スキャン方向の断面図

図-10 供試体による実験概要

本実験でのレーダ計測システムはネットワークアナライザをベースとしており、周波数掃引を 1~13 GHz (301 点)、IF 帯域幅を 10 Hz、平均回数を 5 回として計測を行った。また、加振周波数は 25 Hz (振動周波数 50 Hz) とした。図-11(a)に直流成分のレーダ波形を並べたプロファイルを示す。時間軸はコンクリートの比誘電率を 9 として深さに換算した。図より、深さ 2 cm、距離 2 cm に鉄筋 1、また、深さ 4 cm 付近にスキャン領域全域にわたり、鉄筋 2 からの強い反射波が見られる。しかし、CD 管の位置である距離 7.5 cm、かぶり 5 cm 付近には明瞭な反射は見られないことがわかる。これは、CD 管が鉄筋 2 の真下にあることや、粗骨材等からの不要反射波の影響であると考えられる。一方、(b)図に差分後の加振ドップラ応答を示す。振幅は(a)図の 1/30 となっている。図より、直達波は消え、鉄筋、粗骨材等の振動振幅 δ は極めて小さいため、それらの反射波も見られない。一方、CD 管の位置のみに明瞭な放物線状の反射プロファイルが見られ、本手法により実験的に CD 管内の針金のみを選択的にイメージングできることが示された。



(a) 通常のレーダプロファイル



(b) 加振前後のドップラ成分の差分レーダプロファイル

図-11 供試体での振動体イメージング結果

6. まとめ

本論文では電磁波レーダ計測において問題となる CD 管と鉄筋やアンテナ間直達波等の不要反射波とを分離するために CD 管内に挿入した針金を励磁コイルにより振動させ、その振動によるドップラ成分を計測することで、振動体のみを選択的に画像化する加振ドップラシステムを構築した。また、コンクリート供試体を用いた実験の結果、かぶり 5 cm の CD 管内の針金の選択的イメージングが可能になったことがわかった。

参考文献

- 1) 荒井郁男, 鈴木務: 地中レーダシステム, 電子情報通信学会論文誌, Vol.J66-B, No.6, pp.713-720, 1981.6
- 2) 三輪空司, 山口諒, 親本俊憲, 羽賀望: RC 構造物内の細径配線探索への円偏波レーダの適用, コンクリート構造物の補修, 補強, アップグレード論文報告集, Vol.15, pp.325-330, 2015.10
- 3) 三輪空司, 小林誠也: 周波数掃引加振ドップラ計測の ISAR イメージングへの応用, 電子情報通信学会技術報告, Vol.115, No.325, SANE2015-74, pp.55-60, 2015.11
- 4) 宗像晃太郎, 鎌田敏郎, 内田慎哉, 米森輝: 電磁力によりコンクリート内部の鉄筋を加振した際に生じる弾性波に基づく離離の評価方法, コンクリート工学年次論文集, Vol.30, No.2, pp.709-714, 2008.6