

異なる周波数帯域成分間の相関性の定量的計測法*

今井正樹・金井 浩・中鉢憲賢**

(東北大学工学部)

小黒 瞬・鈴木英男***

((株)小野測器)

(平成4年6月6日受付)

内容梗概 雑音環境下で、特定の信号の有無を判定する手法の一つとして、その信号の存在する周波数帯域の帯域通過フィルタの出力パワーに対して閾値処理を施す方法が一般的に用いられている。しかし、特に機械系の欠陥等に起因する異常振動は、一般に継続時間に比較して、その発生間隔が広い上、高いレベルの雑音に埋もれていることが多いので、検出したい振動信号のスペクトルの帯域を同定すること自体、困難な場合が多い。そこで、本論文では、“異なる帯域成分間のコヒーレンス関数”を新たに定義し、このコヒーレンス関数を実際の信号に適用して、帯域成分間の相関性を求める。その結果、求められた相関性を用いれば、しきい値設定の際に問題となる信号の絶対的大きさの変化や雑音などに影響されずに、信号の持つ帯域の範囲及び帯域成分間の相関性を定量的に決定できる。次に、相関のある帯域成分のパワーの大きさ及び検出された相関性に基づいて、特定の振動信号の有無の識別実験を行い、本提案の“帯域成分間のコヒーレンス関数”による識別法の有用性を示す。

キーワード コヒーレンス関数, 相関性, 帯域信号, パワー信号系列, 共振系

Coherence function, Correlation, Narrow band signal, Power signal, Resonant system

1. ま え が き

回転機械系で故障に起因して発生する固有振動は、その継続時間に比べ発生間隔が広い上に、多くの場合、高レベルの雑音に埋没している(図-1参照)。通常のFFTに基づくパワースペクトル解析では、その加算平均回数を増加させても雑音成分は減少しないため、雑音成分が大きいときには、検出したい固有振動の持つ周波数帯域を同定することは困難である。なお、図-1(b-2)の場合には、雑音成分のパワーも大きいので、不良振動の発生する区間付近の短区間FFTによっても、不良振動のスペクトルの同定は難しい。

また、回転機械系において、そのような固有振動がほぼ周期的に発生していることから、時間領域における同期加算により固有振動を抽出する方法が考えられる。しかし、一例として図-2に示すように、回転数が一定の場合でさえ、エンジン発火信号などの同期信号に対して、

不良に伴う固有振動の発生するタイミングは、ランダムに変動している。そのため、このような同期信号を基準とした同期加算では、固有振動は抽出できない。

一方、雑音環境下で特定信号の有無の識別を行うための手法として、その信号の存在する周波数帯域の狭帯域信号のパワー包絡線処理により、機械系の故障に起因する固有振動を抽出し、故障診断を行う手法が提案されている^{1),2)}。しかし、周波数帯域の選択が一般には困難であり、多くのサンプルを用いた識別実験により周波数帯域を決定している。

そこで、本論文では、共振系から発生する固有振動の二つの異なる周波数帯域の信号成分間の相関性に注目し、単一の周波数の帯域信号のみならず、複数の周波数の帯域信号を同時に処理し、機械系の故障に起因して発生する固有振動の持つ帯域を雑音下で推定するための方法を提案する。周波数帯域間の相関性を、新たに定義する“異なる帯域成分間のコヒーレンス関数”により定量化する。このコヒーレンス関数を計算する際、二つの帯域信号を同じ周波数帯域にそろえる必要があるが、本論文では、前述した固有振動発生タイミングの変動に起因する通常の検波処理の問題点を考察した後、従来は考察されていなかった発生タイミングの問題を解決するため、時間領域における振幅2乗による方法を取り上げる。これにより得られたコヒーレンス関数の物理的意味にも言

* A new method for quantitative measurement of correlation defined between different frequency band components.

** Masaki Imai, Hiroshi Kanai and Noriyoshi Chubachi (Faculty of Engineering, Tohoku University, Sendai, 980)

*** Shun Oguro and Hideo Suzuki (Ono Sokki Co., Ltd., Technical Center, Yokohama, 226)

及する。これによって、正常・不良の一つずつのサンプルを用いても不良の周波数帯域を決定できる。最後に、実例として、エンジン音をとり上げ、正常及び不良サンプルの識別実験を行って、本手法の有効性を示す。

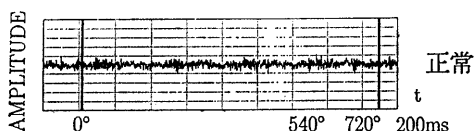
2. 原理

2.1 信号のモデル

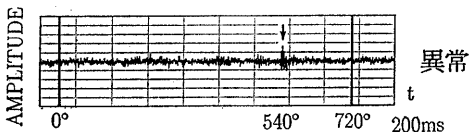
高レベルの雑音下で、得られた観測信号 $x(n)$ から、その中に含まれるある信号 $x_0(n)$ の特性を調べるが、検出したい信号 $x_0(n)$ の特性を次の(1)~(3)のように仮定する。(1)信号 $x_0(n)$ は、例えば図-3 に示すような機械系等の固有振動を想定する。(2)信号 $x_0(n)$ の位相特性は、全極モデル等のように、共振周波数付近で周波数に対してゆるやかに変化するものとする。(3)信号 $x_0(n)$ は、その継続時間より長い周期 T で周期的に発生するものとする。

従って、ノイズ成分を $n(n)$ とすると、観測信号 $x(n)$ は次式により表される。

$$x(n) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x_0(n) * \delta(n-iT) + n(n)$$

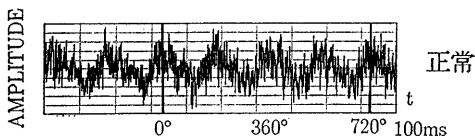


(a-1) 自動車エンジンのアイドリングで正常の場合の観測信号の波形例

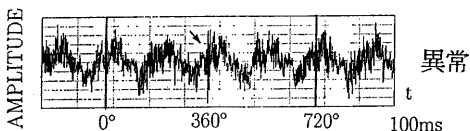


(a-2) 自動車エンジンのアイドリングで不良の場合の観測信号の波形例

不良の場合のみ 540° 付近にパワーの増加が確認できる



(b-1) 自動車エンジンの 2,000rpm で正常の場合の観測信号 $x(n)$ の波形例



(b-2) 自動車エンジンの 2,000rpm で不良の場合の観測信号 $x(n)$ の波形例

不良によるパワーの増加が 360° 付近に存在するが、シリンダ爆発音に埋没している。

図-1

$$= x_0(n) * \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta(n-iT) + n(n) \quad (1)$$

ここで、*は畳み込み、中心周波数 k_0 、通常帯域幅 $\pm \Delta k$ の帯域通過フィルタの周波数特性を $B_a(k)$ で表す。この帯域通過フィルタ $B_a(k)$ のインパルス応答を $b_a(n)$ とおくと、観測信号 $x(n)$ のうち、この帯域通過フィルタの帯域成分を持つ信号 $x_{Ba}(n)$ は、次式で表される。

$$x_{Ba}(n) = x(n) * b_a(n) \quad (2)$$

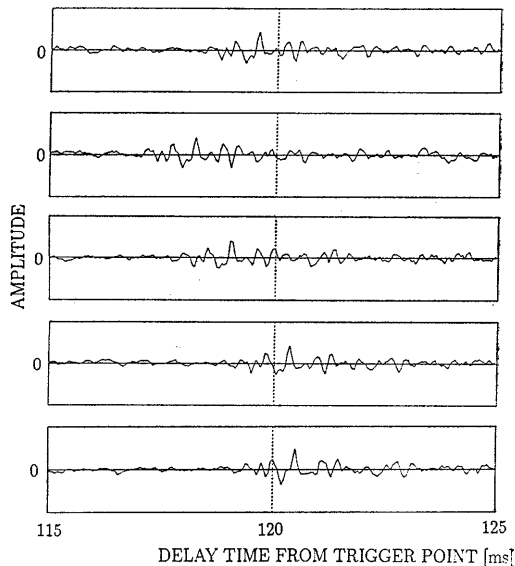
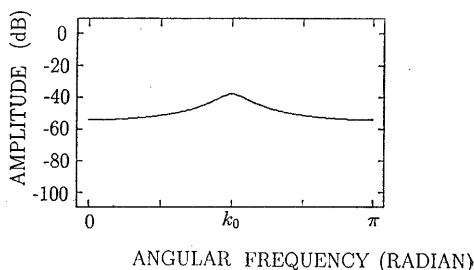
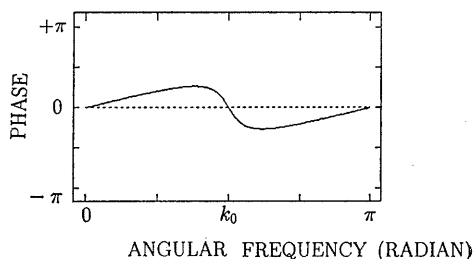


図-2 不良成分発生タイミングのずれの実例
同一サンプルの連続する5個の発火からの時間遅れを示している。



(a) 共振系から発生する信号の振幅特性



(b) 共振系から発生する信号の位相特性

図-3

ここで、 $x_{B\alpha}(n)$ は、観測信号 $x(n)$ のうち中心周波数 k_α 、帯域幅 $\pm \Delta k$ の帯域信号である。この上限周波数 k_α^+ 、及び下限周波数 k_α^- はそれぞれ次式で表される。

$$\begin{aligned} k_\alpha^+ &= k_\alpha + \Delta k \\ k_\alpha^- &= k_\alpha - \Delta k \end{aligned} \quad (3)$$

中心周波数 k_β で帯域幅 $\pm \Delta k$ の帯域通過フィルタ $B_\beta(k)$ に観測信号 $x(n)$ を通して得られる帯域信号 $x_{B\beta}(n)$ は同様に次式で表される。

$$x_{B\beta}(n) = x(n) * b_\beta(n) \quad (4)$$

ここで、中心周波数 k_β の帯域の上限、及び下限周波数をそれぞれ k_β^+ 、 k_β^- とし、次式で表す。

$$\begin{aligned} k_\beta^+ &= k_\beta + \Delta k \\ k_\beta^- &= k_\beta - \Delta k \end{aligned} \quad (5)$$

また、帯域通過フィルタ $B_j(k)$ は通過帯域で 1 となる理想的なフィルタであるものとする。

$$B_j(k) = \begin{cases} 1 & (k_j^- \leq k \leq k_j^+) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (6)$$

$(j = \alpha, \beta)$

2.2 検波による異なる帯域成分間の相関性検出の問題点

異なる二つの周波数帯域の帯域信号 $x_{B\alpha}(n)$ 、 $x_{B\beta}(n)$ の相関性をコヒーレンス関数によって定量的に表すためには、二つの帯域信号の持つ帯域をそろえる必要がある。これら二つの帯域信号 $x_{B\alpha}(n)$ 、 $x_{B\beta}(n)$ の帯域を、例えば直流付近へ変調して帯域をそろえるための一般的方法としては、各帯域の下限周波数 k_α^- 及び、 k_β^- の正弦波を変調対象となる二つの帯域信号にかけて、更に、直流付近の成分だけをとり出すためにローパスフィルタリングを行う検波が考えられる。しかし、この方法が困難である理由を以下に説明する。

切り出しのタイミングに対して、不良に伴って発生する第 i 区間の信号は Δi だけ発生タイミングがずれるものとし、 Δi はランダムに変化すると仮定する。説明を簡単にするために、 $x_{B\alpha}(n)$ と $x_{B\beta}(n)$ は正の周波数においてのみスペクトルを持つものとする。更に、標準化周期を $T_s = 1/f_s$ とし、 N 点離散的スペクトル上の離散的周波数 $-k_\alpha^-$ 、 $-k_\beta^-$ の正弦波を $\exp\{-j2\pi k_\alpha^- n/N\}$ 、 $\exp\{-j2\pi k_\beta^- n/N\}$ で表す。1 周期中の各タイミングで発生する信号が、タイミングや検波正弦波の周波数によらず、常に同位相で直流付近に検波されるように、帯域信号 $x_\alpha(n)$ の各タイミングの区間を周期 $T (= M \cdot T_s)$

ごとに切り出し、得られた信号を検波して直流付近へ変調する。変調後波形の i 番目の区間の成分をおのおの $u_\alpha(n; i)$ 、 $u_\beta(n; i)$ で表し、雑音成分 $n(n)$ の第 i 番目の区間の成分を $n(n; i)$ で表す。 M は各区間に含まれる点数を表す。 i 番目の区間の成分 $u_\alpha(n; i)$ は次式のように表される。

$$\begin{aligned} u_\alpha(n; i) &= x_{B\alpha}(n + Mi) \exp(-j2\pi k_\alpha^- n/N) \\ &= [x_\alpha(n - \Delta i) + n(n; i)] * b_\alpha(n) \\ &\quad \times \exp\{-j2\pi k_\alpha^- n/N\} \end{aligned} \quad (7)$$

(1) 式の固有振動成分 $x_\alpha(n)$ は、周期 T に比較して継続時間が十分短い。(7) 式の右辺の第 2 項である周波数 $-k_\alpha^-$ の正弦波

$$\exp\{-j2\pi k_\alpha^- n/N\} \quad (8)$$

のスペクトルは、

$$\delta(k + k_\alpha^-) \quad (9)$$

で表される線スペクトルである。従って、(7) 式の $x_\alpha(n)$ 、 $n(n; i)$ 、 $u_\alpha(k; i)$ 、 $b_\alpha(k)$ のスペクトルをおのおの $X_\alpha(k)$ 、 $N(k; i)$ 、 $U_\alpha(k; i)$ 、 $B_\alpha(k)$ で表せば、 $u_\alpha(n; i)$ のスペクトル $U_\alpha(k; i)$ は、次式のように表される。

$$\begin{aligned} U_\alpha(k; i) &= [X_\alpha(k) \exp(-j2\pi k_\alpha^- \Delta i/N) \\ &\quad + N(k; i) B_\alpha(k)] * \delta(k + k_\alpha^-) \\ &= \{X_\alpha(k + k_\alpha^-) \exp(-j2\pi k_\alpha^- \Delta i/N) \\ &\quad + N(k + k_\alpha^-; i) B_\alpha(k + k_\alpha^-)\} \\ &\quad (0 \leq k \leq 2\Delta k) \end{aligned} \quad (10)$$

同様に、中心周波数 k_β の帯域信号 $x_{B\beta}(n)$ を周波数 $-k_\beta^-$ で変調した後の信号の中で i 番目の区間の信号 $u_\beta(n; i)$ のスペクトル $U_\beta(k; i)$ は、次式のように表される。

$$\begin{aligned} U_\beta(k; i) &= \{X_\beta(k + k_\beta^-) \exp(-2\pi k_\beta^- \Delta i/N) \\ &\quad + N(k + k_\beta^-; i) B_\beta(k + k_\beta^-)\} \\ &\quad (0 \leq k \leq 2\Delta k) \end{aligned} \quad (11)$$

従って、変調された二つの信号 $u_\alpha(n; i)$ 、 $u_\beta(n; i)$ のコヒーレンス関数 $\gamma^2(k; k_\alpha, k_\beta)$ はそれぞれのスペクトル $U_\alpha(k; i)$ 、 $U_\beta(k; i)$ を用いて次式のように表される。

$$\gamma^2(k; k_\alpha, k_\beta) = \frac{|E[U_\alpha^*(k; i) U_\beta(k; i)]|^2}{E[|U_\alpha(k; i)|^2] E[|U_\beta(k; i)|^2]} \quad (12)$$

ただし、 $E[\cdot]$ は、区間 i に関する平均化操作を表す。(10) 式の $U_\alpha(k; i)$ 、(11) の $U_\beta(k; i)$ を上式に代入し、 $x_\alpha(n)$ と $n(n; i)$ の間、 $n(n; i)$ と $n(n; i')$ の間 ($i \neq i'$) の無相関性を仮定して整理すると、次式のようになる。

$$\gamma^2(k; k_\alpha, k_\beta) = \frac{|X_\alpha^*(k + k_\alpha^-; i) X_\alpha(k + k_\beta^-; i) E[\exp\{j2\pi(k_\alpha^- - k_\beta^-) \Delta i/N\}]|^2}{\{|X_\alpha(k + k_\alpha^-; i)|^2 + E[|N(k + k_\alpha^-; i)|^2]\} \{|X_\alpha(k + k_\beta^-; i)|^2 + E[|N(k + k_\beta^-; i)|^2]\}} \quad (13)$$

ただし、 $E[\cdot]$ は、区間 i に関する平均化操作を表す。上式において、雑音成分がない場合を考えても、各区間 i 毎の不良の発生タイミングにおけるずれ Δi によって、

分子の $E[\cdot]$ の値が 0 となって、コヒーレンス関数は加算平均回数の増加に伴い 0 に近づく。従って、単純な検波による変調では、不良発生タイミングにずれがある場

合に二つの帯域成分間の相関性の検出は困難となる。

2.3 異なる周波数帯域間のコヒーレンス関数の提案

検波に替わる帯域信号の変調方法として、本論文では、時間領域において各帯域信号に2乗演算を施し、相関性の計測対象である二つの帯域信号の持つ周波数帯域をそろえるための方法を提案する。

帯域の異なる二つの帯域信号 $x_{B\alpha}(n)$, $x_{B\beta}(n)$ のパワー信号を、2.2 節で述べたのと同様に、周期 T ごとに切り出して得られる i 番目の区間内の信号をそれぞれ $x_{\alpha}(n; i)$, $x_{\beta}(n; i)$ とする。

$$z_j(n; i) = |x_{Bj}(n; i)|^2 \quad (j = \alpha, \beta) \quad (14)$$

ここで、パワー信号 $z_j(n; i)$, ($j = \alpha, \beta$) に対する N 点 FFT で得られる離散的スペクトルを $Z_j(k; i)$, ($0 \leq k \leq N-1$) で表す。このスペクトル $Z_j(k; i)$, ($j = \alpha, \beta$) は、周波数軸上において、帯域信号のスペクトル $X_{Bj}(k; i)$, ($j = \alpha, \beta$) 同士の畳み込み演算で得られる。2.2 節と同様に、いま説明の簡単化のために、 $x_{Bj}(n; i)$, ($j = \alpha, \beta$) は正の周波数においてのみスペクトルを持つものとする。離散的な信号の N 点離散的フーリエ変換を $F[\cdot]$ で表すと、 $Z_j(k; i)$ と $X_{Bj}(k; i)$ の関係は、次式のように表される。

$$\begin{aligned} Z_j(k; i) &= F[z_j(n; i)] \\ &= F[x_{Bj}(n; i)] * F[x_{Bj}^*(n; i)] \\ &= X_{Bj}(k; i) * X_{Bj}^*(-k; i) \end{aligned} \quad (15)$$

また、 $F[x(n) \cdot y(n)] = \sum_{l=0}^{N-1} X(l) \cdot Y(k-l)$ なる関係式において、 $x(n)$, $y(n)$, $Y(l)$ におおの $x_{Bj}(n)$, $x_{Bj}^*(n)$, $X_{Bj}(l; i)$ を代入すれば、

$$\begin{aligned} Z_j(k; i) &= \sum_{l=0}^{N-1} X_{Bj}(l; i) X_{Bj}^*(l-k; i) \\ &= \sum_{l=k_j^-}^{k_j^+} X_{Bj}(l; i) X_{Bj}^*(l-k; i) \\ &\quad (j = \alpha, \beta) \end{aligned} \quad (16)$$

もとの二つの帯域信号の持っている帯域にかかわらず、その2乗演算により得られたパワー信号の持つ帯域は、ともに直流付近の帯域を持つ。 $Z_j(k; i)$ の k 番目の成分の絶対的大きさ $|Z_j(k; i)|$ は、式(16)と図-4 から明らかかなように、帯域信号の離散的フーリエ変換 $X_{Bj}(k; i)$ のうち、離散的周波数軸上において、互いに k 離れた成分同士の積和である。すなわち、一つの帯域信号のスペクトルに関して、 k だけ離れた離散周波数成分間の相関を表す。

次に、パワー信号 $z_j(n; i)$, ($j = \alpha, \beta$) のスペクトルである $Z_j(k; i)$ の各周波数成分の持つ物理的意味を述べる。

(1)式で仮定したように、共振系から発生する信号 $x_{\alpha}(n; i)$ の振幅・位相特性は、図-3 のように示され、特に、共振の Q が低い場合には、振幅・位相ともに共

振周波数付近でゆるやかに変化する。ここで、共振周波数付近において、振幅は同じ値 $|X(k_0)|$ を持つとし、位相は直線近似できるとし、その傾きを $-\tau_0$ とする。従って、共振周波数近傍において、 $x_{\alpha}(n)$ のスペクトル $X_{\alpha}(k)$ を次式のように近似する。

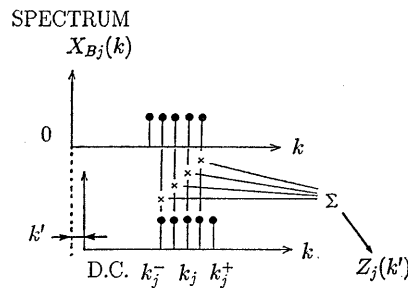
$$X_{\alpha}(k) \simeq |X_{\alpha}(k_0)| \exp\{-j2\pi(k-k_0)\tau_0\} \quad (17)$$

従って、 i 番目の区間の帯域信号 $x_{Bj}(n; i)$ のスペクトル $X_{Bj}(k; i)$ は、共振周波数 k_0 付近で次のように表される。

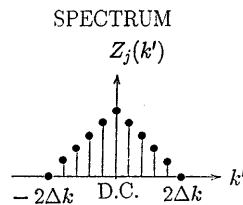
$$\begin{aligned} X_{Bj}(k; i) &= [X_{\alpha}(k) \exp(-j2\pi k \Delta i / N) + N(k; i)] B_j(k) \\ &\simeq [|X_{\alpha}(k_0)| \exp(-j2\pi(k-k_0)\tau_0) \\ &\quad \cdot \exp(-j2\pi k \Delta i / N) + N(k; i)] B_j(k) \\ &\quad (j = \alpha, \beta) \end{aligned} \quad (18)$$

上式を式(16)に代入すると、パワー信号のスペクトル $Z_j(k; i)$ は、次式のようになる。

$$\begin{aligned} Z_j(k; i) &= \sum_{l=k_j^-}^{k_j^+} [|X_{\alpha}(k_0)| \exp\{-j2\pi(l-k_0)\tau_0\} \\ &\quad \cdot \exp\{-j2\pi l \Delta i / N\} + N(l; i)] B_j(l) \\ &\quad \times [|X_{\alpha}(k_0)| \exp\{j2\pi(l-k_0-k)\tau_0\} \\ &\quad \cdot \exp\{j2\pi(l-k) \Delta i / N\} + N^*(l-k; i)] B_j^*(l-k) \\ &= |X_{\alpha}(k_0)|^2 \exp\{-j2\pi k \tau_0\} \\ &\quad \cdot \exp\{-j2\pi k \Delta i / N\} \left\{ \sum_{l=k_j^-}^{k_j^+} B_j(l) B_j^*(l-k) \right\} \\ &\quad + |X_{\alpha}(k_0)| \sum_{l=k_j^-}^{k_j^+} [N^*(l-k; i) \\ &\quad \cdot \exp\{-j2\pi(l-k_0)\tau_0\} \\ &\quad \cdot \exp\{-j2\pi l \Delta i / N\} B_j(l) B_j^*(l-k)] \end{aligned}$$



(a) 帯域信号のスペクトル $X_{Bj}(k)$, ($j = \alpha, \beta$)



(b) パワー信号のスペクトル $Z_j(k)$, ($j = \alpha, \beta$) の物理的意味の説明図

図-4

$$\begin{aligned}
& + |X_0(k_0)| \sum_{l=k_j^-}^{k_j^+} [N(l; i) \\
& \quad \cdot \exp\{j2\pi(l-k_0-k)\tau_0\} \\
& \quad \cdot \exp\{j2\pi(l-k)\Delta i/N\} B_j(l)B_j^*(l-k)] \\
& + \sum_{l=k_j^-}^{k_j^+} N(l; i)N^*(l-k; i)B_j(l)B_j^*(l-k)
\end{aligned} \quad (19)$$

ここで、 $-2\Delta k \leq k \leq 2\Delta k$ の離散的周波数帯域において第1項の中の $\sum_{l=k_j^-}^{k_j^+} B_j(l)B_j^*(l-k)$ は、帯域フィルタ特性が式(6)のように理想的であるから、 $(k_j^+ - k_j^- - k + 1)$ と近似する。また、上式の $N(k; i)$ は、ランダムな位相特性を持つから、 $k \neq 0$ において、第1項以外の項は、第1項に比較して非常に小さな値となる。従って、これらの項をまとめて $(k_j^+ - k_j^- - k + 1)N_z(k; i)$ 、 $(|N_z(k; i)| \ll |X_0(k_0)|^2)$ と表せば、 $Z_j(k; i)$ は次のように記述することができる。

$$\begin{aligned}
Z_j(k; i) & \approx (k_j^+ - k_j^- - k + 1) |X_0(k_0)|^2 \\
& \quad \cdot \exp\{-j2\pi k \tau_0\} \exp\{-j2\pi k \Delta i/N\} \\
& \quad + (k_j^+ - k_j^- - k + 1) N_z(k; i) \\
& \quad (-2\Delta k \leq k \leq 2\Delta k, k \neq 0)
\end{aligned} \quad (20)$$

(10)式で示したように、 k が k_0 付近の値である場合、不良成分の発生タイミングずれを伴う位相変化 $\exp\{-j2\pi k \Delta i/N\}$ は、大きなばらつきを持つ。しかし、(20)式のように、直流付近の周波数成分 $-2\Delta k \leq k \leq 2\Delta k$ においては、これらのばらつきは非常に小さな値になる。不良によって発生する振動の共振周波数 k の正弦波の周期 (通常百数十 ms) よりも Δi が十分小さければ、 Δi のばらつきはほとんど無視できる。

また、区間 i の信号の帯域信号 $x_{Bj}(n; i)$ の2乗信号 $z_j(n; i)$ のスペクトル $Z_j(k; i)$ は、振幅項がもとの信号 $x_0(n)$ のスペクトルの共振周波数 k_0 付近の値 $X_0(k_0)$ の振幅2乗値になっており、位相項が複素共役になっている点を除けば、ほぼ共振周波数付近のスペクトルを表している。ただし、(20)式において、パワー信号 $z_j(n; i)$ のスペクトルの $k=0$ に対応する直流成分 $Z_j(0; i)$ に関しては、(19)式の第4項は、第1項に対して非常に小さな値とはならず、従って、 $|N_z(k; i)| \ll |X_0(k_0)|^2$ が成立しない。このとき $Z_j(0; i)$ は、 $x_0(n)$ と $n(n; i)$ の共振周波数付近のパワーの和で表される。すなわち、 $Z_j(0; i)$ は、一つの信号の同じ周波数スペクトル成分同士の間相であるから、雑音成分も $Z_j(0; i)$ に対して、同程度に寄与する。従って、固有振動のようにゆるやかな位相特性を持つ成分を雑音下で検出することには利用できない。

次に、二つの帯域信号の区間 i 内のパワー信号 $z_a(n; i)$ と $z_b(n; i)$ 間のコヒーレンス関数 $\gamma^2(k; k_a, k_b)$ を求める。

$$\gamma^2(k; k_a, k_b) = \frac{|E[Z_a^*(k; i)Z_b(k; i)]|^2}{E[|Z_a(k; i)|^2]E[|Z_b(k; i)|^2]} \quad (21)$$

(20)式を(21)式に代入し、 Δi のばらつきの影響を無視すると、 $-2\Delta k \leq k \leq 2\Delta k (k \neq 0)$ において、コヒーレンス関数 $\gamma^2(k; k_a, k_b)$ は、次式のように近似できる。

$$\begin{aligned}
\gamma^2(k; k_a, k_b) & \approx \frac{1}{\left(1 + \frac{|N_z(k_a; i)|^2}{|X_0(k_a)|^4}\right) \left(1 + \frac{|N_z(k_b; i)|^2}{|X_0(k_b)|^4}\right)} \quad (22)
\end{aligned}$$

従って、 $\gamma^2(k; k_a, k_b)$ は、(20)式の第1項と第2項間の比の値を S/N と定義したときのコヒーレンスの値を表す。信号 $x_0(n)$ の位相がなめらかに変化し、かつ雑音成分のパワーが小さい周波数帯域では、 $\gamma^2(k; k_a, k_b)$ の値は1に近づく。しかし、二つの周波数帯域 $k_a \pm \Delta k$ 、 $k_b \pm \Delta k$ において、同一の不良に起因するスペクトル成分が同時に含まれないときには、式(20)から分かるように、その分子が小さくなって $\gamma^2(k; k_a, k_b)$ が0に近づく。以上から、 $\gamma^2(k; k_a, k_b)$ の大小によって、二つの周波数帯域 $k_a \pm \Delta k$ 、 $k_b \pm \Delta k$ において、共通の固有振動成分 $x_0(n; i)$ に起因するスペクトルがあるかどうかを検出することができる。

3. 実験

3.1 実験装置と実験方法

本論文で提案した手法を、故障に起因して発生する異常音を含むエンジン音に適用する。ここでは以下の2種類の不良に注目する。

- (a) クランク軸受けであるメタルの欠損
- (b) カムとタペット間の間隙過大

これらは両方とも回転数 2,000 rpm で発生する。

(a)、(b)ともに比較のために正常音も同時に収録する。マイクロホンは、(a)の場合はエンジンの下方 10 cm、(b)の場合はエンジンの上方 10 cm に設置する。信号はマイクロホンにより、エンジン回転と同期をとるためのシリンダ発火信号と共に2チャンネル DAT に収録する。収録信号をサンプリング周波数 20 kHz で A/D 変換し、全部で 512,000 点 (25 秒間) のデータを計算機に転送する。

計算機では、はじめに、転送された信号のすべての周波数帯域成分間のコヒーレンス関数を、エンジンのすべてのクランク角度 ($0^\circ \sim 720^\circ$) に対して求める。

一つの信号全体の 1/10 の区間 (51,200 点) を、中心周波数 k_a, k_b 、周波数帯域幅 $\pm \Delta k$ を持つ2つの帯域通過フィルタにそれぞれ通し、二つの帯域信号 $x_{Ba}(n; i)$ 、 $x_{Bb}(n; i)$ を得る。二つの帯域信号に時間領域で振幅2乗演算を施し、得られたパワー信号をそれぞれ $z_a(n; i)$ 、 $z_b(n; i)$ とする。ここで、周波数 k_a, k_b は直流からナイ

キスト周波数の帯域範囲中で 100 Hz 又は 500 Hz ほどのすべての値をとるものとする。

エンジン回転数が 2,000 rpm であることから、この信号の 51,200 点には、各周期が $M=1,200$ 点のデータからなる約 40 周期分のデータが含まれている。従って、上記の $x_{Ba}(n; i)$, $x_{B\beta}(n; i)$ の i は 1~40 の値をとる。二つのパワー信号から、各周期におけるエンジンの特定のクランク角度 θ に対応する点を中心として 64 点ハミング窓で切り出す。二つのパワー信号から切り出されたそれぞれ 40 個のデータに N 点 FFT ($N=64$) を施して得られた 40 個のスペクトルから 40 回の加算平均処理を経てコヒーレンス関数 $\gamma^2(\theta, k_\alpha, k_\beta)$ を算出する。この計算をエンジンのクランク角度 θ を 10° ごとに変化させて 0° から 720° まで行い、更に、二つの周波数の組み合わせ (k_α, k_β) すべてに対して二つの帯域成分のパワー及び、コヒーレンス関数を得る。

二つの帯域成分間の相関性を得る方法として、まず、正規化パワーの散布図による方法がある。二つの帯域成分間に相関がなければ、2 次元的に表示された正規化パワーは散布図上で円状に分布するが、相関がある場合、分布は回帰直線を長軸とした楕円状に分布する。従って、二つの帯域の平均パワーを 2 次元的に表示することによって、二つの帯域成分間の相関性を散布図上で視覚的に識別することができる。次に、選択されたパラメータ $(\theta, k_\alpha, k_\beta)$ に対応するコヒーレンス関数 $\gamma^2(k; k_\alpha, k_\beta)$ による方法では、散布図において視覚的に得られる相関性を定量化することができる。本手法では、コヒーレンス関数で定量的に相関性が評価できる点を利用し、特定のクランク角度 θ で、特定の二つの周波数成分間 (k_α, k_β) において、エンジンの不良が原因で発生する振動と正常な場合の振動に対する処理結果と比較する。そこで、不良が原因で発生する振動を含む場合のみコヒーレンス $\gamma^2(k; k_\alpha, k_\beta)$ が高くなるようなクランク角度と周波数の組み合わせ $(\theta, k_\alpha, k_\beta)$ があった場合、その条件下で不良によって発生する振動が検出できるものと判断し、その組み合わせ $(\theta, k_\alpha, k_\beta)$ をその不良のパラメータとして選択する。

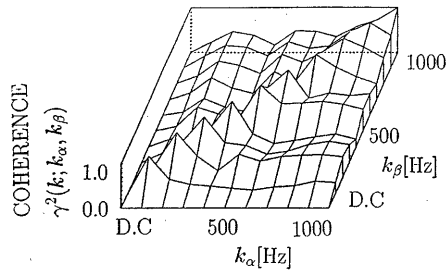
最後に、正常・不良サンプルの識別実験として、正規化パワー散布図及び、帯域成分間コヒーレンス関数による識別実験を行う。

3.2 異なる周波数帯域間のコヒーレンスの検出結果

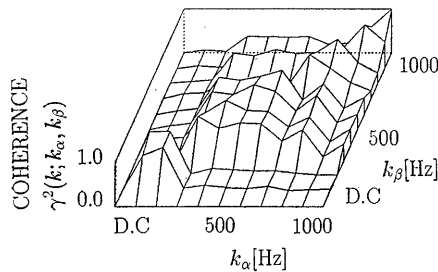
あるクランク角度 θ におけるすべての二つの周波数の組み合わせ $(\theta, k_\alpha, k_\beta)$ におおのに対応するコヒーレンス関数 $\gamma^2(k; k_\alpha, k_\beta)$ の値を図-5 に示す。2.3 節において述べたように、直流成分 $k=0$ では不適当なため、ここでは $k=1$ を用いている。この図において縦軸と横軸は、コヒーレンス関数 $\gamma^2(k; k_\alpha, k_\beta)$ を算出する際二つの帯域信号 $x_{Ba}(n; i)$, $x_{B\beta}(n; i)$ の中心周波数 k_α, k_β

である。

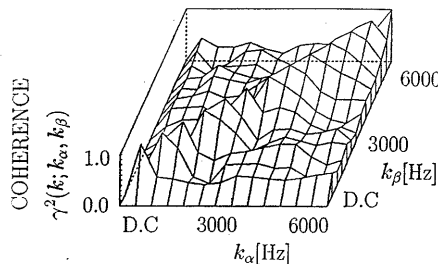
図-5 (a-1) と図-5 (b-1) に示すように、正常のエンジン音の場合には、自明のことながら、もとの帯域信号 $x_{Ba}(n; i)$, $x_{B\beta}(n; i)$ の中心周波数 k_α, k_β が同じ場合にのみコヒーレンス関数 $\gamma^2(k; k_\alpha, k_\beta)$ が高く、これらの図では、対角成分のコヒーレンスだけが高い。それに対して、図-5 (a-2) に示すように、メタル欠損の場合には、上記対角成分の他に、300~600 Hz の帯域のいずれの周



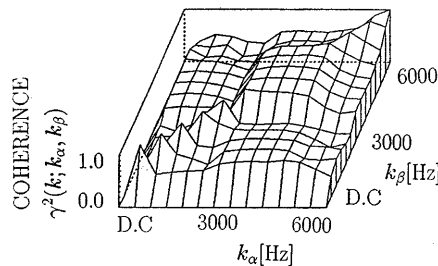
(a-1) メタル正常の場合の各帯域成分間のコヒーレンス関数 ($\theta=20^\circ$)



(a-2) メタル欠損の場合の各帯域成分間のコヒーレンス関数 ($\theta=20^\circ$)



(b-1) カム-タペットの間隙正常の場合の各帯域成分間のコヒーレンス ($\theta=570^\circ$)



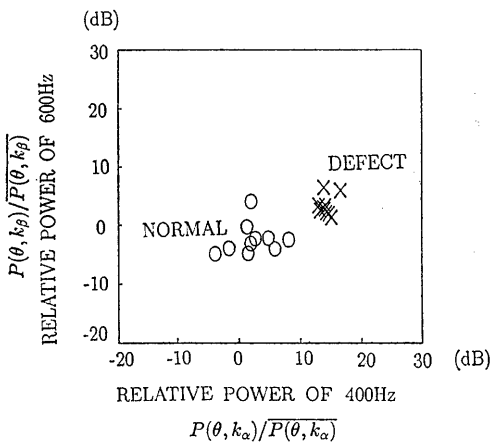
(b-2) カム-タペットの間隙過大の場合の各帯域成分間のコヒーレンス ($\theta=570^\circ$)

図-5

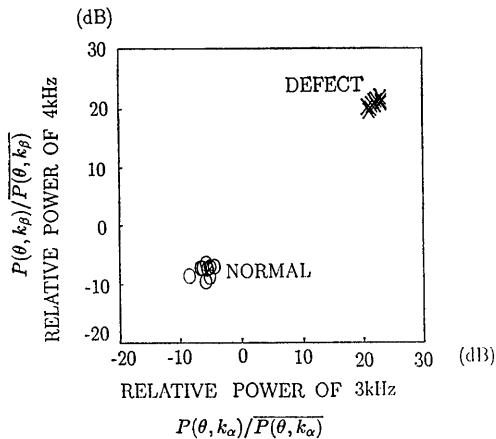
波数の組み合わせにおいてもコヒーレンスが高く得られた。一方、図-5 (b-2) に示すように、カム-タペットの間隙過大の場合には、3 kHz~6 kHz の帯域のいずれの周波数の組み合わせに対しても高いコヒーレンスを確認できる。以上の結果より、不良識別のためのパラメータ $(\theta, k_\alpha, k_\beta)$ として、(a) のメタル欠損については、 $(20^\circ, 400 \text{ Hz}, 600 \text{ Hz})$ 、(b) のカム-タペットの間隙過大の場合については、 $(570^\circ, 3 \text{ kHz}, 4 \text{ kHz})$ という組み合わせを選択できる。

3.3 不良と異常の識別結果

図-6 は上記で選択されたパラメータ $(\theta, k_\alpha, k_\beta)$ に対応する正規化パワー散布図である。この図の縦軸及び横軸は、それぞれ選択された周波数帯域成分の特定クラック角度 θ におけるパワー $P(\theta, k_j)$ を全クラック角度のパワーの平均値 $\overline{P(\theta, k_j)}$ で正規化したパワー $P(\theta, k_j)/\overline{P(\theta, k_j)}$ 、 $(j=\alpha, \beta)$ である。従って、この図において 0



(a) メタル欠損の場合の2帯域成分間の正規化パワー散布図 $(\theta, k_\alpha, k_\beta) = (20^\circ, 400 \text{ Hz}, 600 \text{ Hz})$



(b) カム-タペットの間隙過大の場合の2帯域成分間の正規化パワー散布図 $(\theta, k_\alpha, k_\beta) = (570^\circ, 3 \text{ kHz}, 4 \text{ kHz})$

図-6

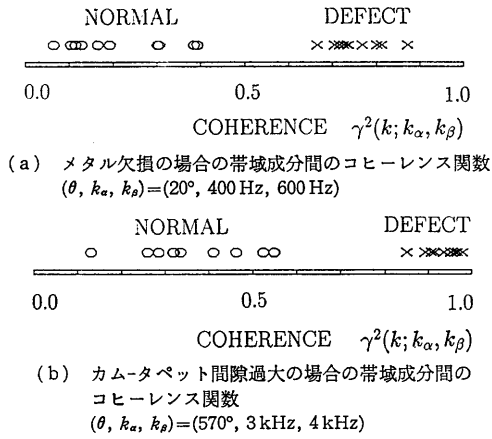


図-7

dB は $0^\circ \sim 720^\circ$ のクラック角度全体におけるパワーの大きさの平均値に等しいことを示す。図-6 の(a)と(b)のいずれの不良の場合においても、図中○印で示されているように、正常サンプルの正規化パワー $P(\theta, k_j)/\overline{P(\theta, k_j)}$ 、 $(j=\alpha, \beta)$ が 0 dB 付近に分布している。これに対して、図中×印で示されているように、不良の正規化パワーは(a)メタル欠損の場合には 10 dB 程度、また、(b)カム-タペットの間隙過大の場合には 20 dB 程度大きいことが分かる。

次に、3.2 節で選択されたパラメータの組み合わせ $(\theta, k_\alpha, k_\beta)$ に対応するコヒーレンス関数 $\gamma^2(k; k_\alpha, k_\beta)$ を図-7 に示す。コヒーレンス関数 $\gamma^2(k; k_\alpha, k_\beta)$ は、正常サンプルの場合には、図-7(a)と(b)の○印に示されるように、両者とも 0.55 以下の値であるのに比較し、図-7(a)の×印のメタル欠損の場合には 0.65~0.85、図-7(b)の×印のカム-タペットの間隙過大の場合には 0.85~1.00 と高い値が得られる。

従って、図-6 のパワー散布図及び図-7 のコヒーレンス関数 $\gamma^2(k; k_\alpha, k_\beta)$ によって、正常サンプルと不良サンプルの識別は可能となる。

4. あとがき

本論文では、一つの信号の異なる周波数帯域成分間の相関性を求めるために、新しいコヒーレンス関数を定義し、それにより、特定の信号の持つ帯域や帯域成分間の相関性を求めた。更に、雑音環境下において、固有振動のような位相がゆるやかに変化する信号成分の有無の識別を行う方法を提案した。

本手法を、エンジン音の2種類の不良サンプルに適用し、実験的に帯域間に相関性があることを確認した。更に、相関性の高いパラメータを用いれば、正常・不良サンプルの識別実験の処理結果に差異があることを確認し、本研究において提案した方法が、こうした機械系の不良に起因して発生する信号の有無の判定に有効である

ことを示した。

謝 辞

本研究を進めるにあたり、エンジン音の収録や、有意義なディスカッションをいただいた千葉工業大学教授城戸健一先生、小野測器株式会社の小野隆彦氏、安斎正三氏、吉村良孫氏に感謝いたします。

文 献

- 1) H. Kanai, M. Abe and K. Kido, "Detection and discrimination of flaws in ball bearings by vibration analysis," J. Acoust. Soc. Jpn. (E) 9, 121-132 (1986).
- 2) A. Yuasa, H. Kanai, M. Abe and K. Kido, "Detection of flaws in ball bearings by analysis of vibration signals detected by two pick-ups," J. Acoust. Soc. Jpn. (E), 9, 81-88 (1988).
- 3) A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer (伊達 玄訳), デジタル信号処理 (上) (コロナ社, 東京, 1978).
- 4) 城戸健一, デジタル信号処理入門 (丸善, 東京, 1985).
- 5) 日野幹雄, スペクトル解析 (朝倉書店, 東京, 1977).
- 6) 得丸英勝, 添田 喬, 中溝高好, 秋月影雄, 計数・測定 (培風館, 東京, 1982).



今井 正樹

平成3年東北大学工学部卒業。平成5年同大学院修士課程修了。デジタル信号処理と音響工学・機械系診断への応用に関する研究等に従事。



金井 浩

昭和56年東北大学工学部卒業。昭和61年同大学院博士課程修了。工学博士。同年東北大学情報処理教育センター助手。昭和64年東北大学工学部電気工学科助手。講師を経て、平成4年6月同学科助教授、現在に至る。音響振動・超音波などの計測とデジタル信号処理・スペクトル推定に関する研究に従事。昭和62年石川賞、平成2年本学会粟屋賞、平成3年電子情報通信学会篠原賞等受賞。日本音響学会、電子情報通信学会、電気学会、日本機械学会、情報処理学会、超音波医学会、日本 ME 学会、IEEE の各会員。



中鉢 憲賢

昭和31年東北大学工学部卒業。昭和40年同大学院修了。工学博士。昭和40年東北大学電気通信研究所助手、昭和41年同研究所助教授、昭和54年より東北大学工学部電気工学科教授。電気計測学講座担当。この間、30年近くにわたり超音波工学の研究に従事し、超音波顕微鏡などを日本で初めて開発。平成2年電気学会学術振興賞(進歩賞)、IEEE-UFFC 論文誌最優秀論文賞等受賞。電子情報通信学会、日本音響学会、応用物理学会、日本機械学会、IEEE、超音波医学会、日本 ME 学会、電気学会、非破壊検査協会の各会員。



小黒 瞬

1976年東京教育大学理学部物理学科卒業。1984年東北大学原子核理学研究科博士課程修了。同年株式会社小野測器入社。振動・音響計測法の研究に従事。日本物理学会、日本音響学会の各会員。



鈴木 英男

1967年東北大学大学院修士課程修了。同年三菱電機入社。1972~1974年及び1979~1981年ペンシルバニア州立大学留学。1981年博士号取得。1981~1985年 CBS 研究所勤務。1985年から株式会社小野測器勤務。現在同社音響技術研究所所長。日本音響学会、日本機械学会、日本騒音制御工学会、米国 Audio Engineering Society、米国音響学会の各会員。