

コンクリート内部で発生する A E の原波形解析に関する研究

山 田 和 夫

Source Wave Analysis of Acoustic Emission Occured in Concrete

Kazuo YAMADA

The acoustic emission (AE) source wave analysis was carried out to examine the fracture process of concrete. The measurement method of frequency transfer function was proposed and the applicability of proposed method was investigated. These functions for specimen and transducer were obtained experimentally by the electronic pulse technique.

When Eq. (4), in which the effects of characteristics of input and output wave were considered, was applied to calculate the frequency transfer function, the impulse wave was appropriate as input wave. The proposed method was available to the measurement of complex frequency transfer response.

The source wave of AE was determined by using the detected wave and measured frequency transfer functions.

1. まえがき

コンクリートの内部破壊機構の解明は、コンクリート系構造物の安全性を評価するうえで必要不可欠であり、コンクリート工学における当面の重要な研究課題の一つと考えられる。コンクリートの内部破壊機構の詳細を明らかにするためには、まずひずみ度の増大に伴うコンクリートの内部構造の変化、すなわち漸進的な微小ひび割れの発生・進展過程を追跡・解明することが必要であり、このための手段として、これまでも各種の計測手法¹⁾²⁾が提案・実用化されている。これらの計測手法の一つに材料内部の微小破壊に伴って発生する応力波、すなわち Acoustic Emission (以下 AE と略記する)を計測して材料内部の微視破壊機構を明らかにしようとする AE 法と呼ばれる手法がある。この計測手法は、材料内部の変形、破壊などの微小変化を動的かつ高感度で検出できるという点で、マイクロクラック観察法などといった在来の計測手法よりも格段に優れており、近年コンクリート工学の分野においても注目を集めている³⁾⁴⁾。

著者も、コンクリートの微視的破壊機構を解明するために AE 法を適用し、静的載荷時の AE 挙動や繰返し載荷時のカイザー効果並びに AE の周波数特性など、コンクリート内部で発生する AE の基礎的特性を調べるとともに、AE 法による破壊源探査や微視的破壊過程の追跡などを試み、AE 法の妥当性や可能性を確かめるための一連の検討を行ってきた^{5)~9)}。その結果、破壊源において発生した源 AE 波形が試験体中を伝播した後、検出用変換子を含む AE 計測系を介して検出された検出 AE 波形は、源 AE 波形以外にコンクリート中を伝播するときの減衰特性や計測系の特性などによっても影響を受けるため、AE 法を適用してコンクリートの内部破壊機構を解明するためには、まずはこれらの影響を正確に把握しておく必要があることを確かめた。

これに対して、上記の AE の発生から検出までの過程を時間に対して線形系であるものと仮定して定式化を行い、検出 AE 波形から源 AE 波形を推定しようとする原波形解析手法¹⁰⁾¹¹⁾は、金属分野で開発されたものであるが、AE の伝播・減衰特性および計

測系の特性の影響を除去することが可能であるため、コンクリート工学の分野でも、AE法を内部破壊機構解明のための計測方法として確立するうえで、有力な手法の一つになりうるものと期待されている。しかし、コンクリート工学の分野でAEの原波形解析を試みた研究は極めて少なく^{12)~14)}、その適用性や適用限界などについては不明な点が多い。

本研究は、以上の点を踏まえて、AE法をコンクリートの内部破壊機構解明のための有力な計測方法として確立することを最終的な目的としているが、本報では、まずコンクリート内部で発生する源AEの実態を正しく把握するための基礎的研究として、コンクリートに関する原波形解析手法を確立するうえで必要な伝達関数の算定方法について一連の検討を行うこととした。

2. 原波形解析の原理

AEの原波形解析は、前述のように、AEの発生から検出までの過程を時間に対して独立な線形であるものと仮定して定式化を行い、検出AE波形から源AE波形を推定しようとするものである。AEの伝播経路を線形システム論によって定式化すると、検出AE波形 $y(t)$ は、次式で与えられる。

$$y(t) = g_s(t) * g_m(t) * x(t) \quad \dots\dots\dots(1)$$

ここに、

* : たたみ込み積分、

$g_s(t)$: 変換子を含む計測系の応答関数、

$g_m(t)$: 媒体の応答関数、

$x(t)$: 源AE波形。

式(1)に逆たたみ込み積分を施すことによって、直接源AE波形 $x(t)$ を求めることもできるが、式(1)をフーリエ変換すると、AEの入・出力関係は、次のような簡単な積の形に変換される。

$$Y(j\omega) = G_s(j\omega) \cdot G_m(j\omega) \cdot X(j\omega) \quad \dots\dots\dots(2)$$

ここに、

$Y(j\omega)$: 検出AE波形のフーリエ変換、

$G_s(j\omega)$: 変換子を含む計測系の伝達関数、

$G_m(j\omega)$: 媒体の伝達関数、

$X(j\omega)$: 源AE波形のフーリエ変換。

したがって、式(2)から $X(j\omega)$ を求めて、これを逆フーリエ変換すれば、源AE波形 $x(t)$ を求めることができる。これが原波形解析の原理である。

3. 伝達関数の算定方法の提案

3・1 伝達関数の算定方法

式(1)および式(2)からもわかるように、AEの原波形解析を行うためには、計測系および媒体の伝達関数を定量化することが必要である。変換子を含む計測系と媒体の伝達関数 $G(j\omega)$ ($=G_s(j\omega) \cdot G_m(j\omega)$)は、一般に式(3)に示すように、単位インパルス関数を入力として加えたときの出力である応答関数のフーリエ変換として定義される。

$$G(j\omega) = F[y_1(t)] \quad \dots\dots\dots(3)$$

ここに、

$y_1(t)$: 単位インパルス関数を入力した時の出力波。

また、単位インパルス関数を積分すれば単位ステップ関数となるため、この関係を利用すれば、伝達関数は次のようにも書ける。

$$G(j\omega) = F[dy_2(t)/dt] \quad \dots\dots\dots(3)'$$

ここに、

$y_2(t)$: 単位ステップ関数を入力した時の出力波。

式(3)および式(3)'から明らかなように、伝達関数は、単位インパルス関数を入力したときの出力のフーリエ変換であると同時に、単位ステップ関数を入力したときの出力を時間に関して1階微分したもののフーリエ変換でもあることがわかる。しかし、理想的な単位インパルス関数または単位ステップ関数は現実には存在しないため、式(3)および式(3)'の適用性については、十分な検討が必要である。

これに対して、入力波が単位インパルス関数や単位ステップ関数ではなくても、それらの入力波が既知でありさえすれば、伝達関数を比較的簡単に求めることができる。そのための最も簡単な方法は、実験で対象としている周波数帯成分を含む波形が既知の波を媒体に入力し、その入力波とそれに対する検出波を計測することによって媒体の伝達関数 $G(j\omega)$ を算定する方法であろう。すなわち、媒体の伝達関数は、入・出力波形のフーリエ変換の比として、次のように求まる。

$$G(j\omega) = Y(j\omega)/U(j\omega) \quad \dots\dots\dots(4)$$

一方、伝達関数は、これが安定で線形応答が成立する範囲では、様々な周波数の正弦波を媒体に入力した場合の定常出力応答を測定して求めることもできる¹⁵⁾。すなわち、定常状態では、

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} y(t) &= \lim_{t \rightarrow \infty} L^{-1}[G(s) \cdot U(s)] \\ &= \lim_{t \rightarrow \infty} L^{-1}[G(s) L[\sin(\omega t)]] \\ &= |G(j\omega)| \sin(\omega t + \psi) \dots\dots\dots(5) \end{aligned}$$

となり、定常出力の振幅が伝達関数の振幅 $|G(j\omega)|$ と等しくなる。ただし、この方法は伝達関数の算定方法としては最も確実・正確であるが、計測、データ収録およびデータ処理に多大の時間と労力を必要とするため、時々刻々と変化する媒体の伝達関数を逐次算定しなければならない場合には、実用的であるとはいえない。

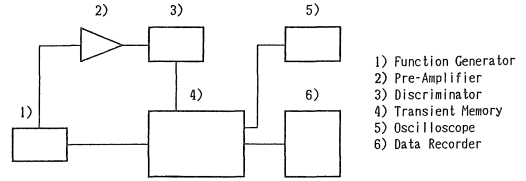
以上のように、伝達関数の算定方法としては各種の方法が考えられる。本報では、正確な伝達関数をより簡便に算定する方法の提案を目的として、再現性と信頼性の点で優れた特性を有する電気パルスに着目し、まず伝達関数の算定の際に必要な入力波について検討し、次に伝達関数の算定方法について検討する。

なお、以下の考察で、正弦波を入力したときの定常出力（以下、正弦波の定常出力と略記する）の振幅を真の伝達関数の振幅であるものとみなして議論を進めることにする。実験では、10kHz~300kHz（AE計測システムのフィルター・バンド幅に対応する）の範囲で10kHz毎に振幅一定の正弦波形電圧を媒体に入力し、そのときの入力電圧値に対する出力電圧値の比として正弦波の定常出力の振幅 $|G(j\omega)|$ を求めている。

3・2 入力波の選定実験

3・2・1 実験の概要

AEの原波形解析を目的とした媒体および計測システムの伝達関数の算定方法としては、金属材料を解析の対象としたものではあるが、既に入力波としてシャープペンシルの芯を圧折して生じる波を用いる方法が太平・岸¹⁰⁾によって提案され実用されている。しかし、この方法は、前述のように、入力波を発生させるのにある程度の時間と手間が必要であるため、コンクリートのように、載荷レベルに応じて媒体の内部構造が変化し、伝達関数をその都度逐次求めなければならないような場合には実用的ではない。そのため、本実験では、それに代わる入力波として、ファンクション・ジェネレーターによって発生させたパルス幅が1.5μsecで、立上り・立下り時間が50nsecの矩形波（以下、便宜的にインパルス



図一 1 AE計測システムのブロック・ダイアグラム（変換子を含まないAE計測システムの伝達関数算定用）

表一 1 計測機器の設定感度

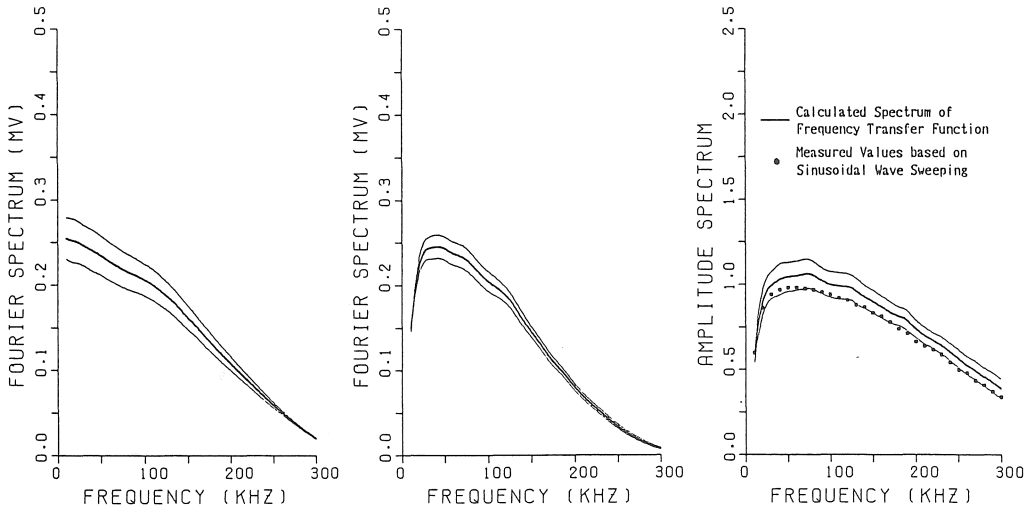
アンプの増幅度(dB)			フィルター バンド幅 (kHz)	サンプリング 間隔 (μ sec)
プリアンプ	メインアンプ	合計		
20	0	20	10~300	1.0

波と略記する)、パルス幅が10μsecで、立上り・立下り時間が50nsecの矩形波（以下、矩形パルス波と略記する）並びに立上り時間が50nsecのステップ波の合計3種類の電気パルスを取り上げ、それらの適用性を検討することとした。本実験で使用した伝達関数算定用の媒体は、比較的フラットな周波数特性を有し、かつ減衰も小さいと考えられる変換子を含まないAE計測システムである。

本実験で用いたAE計測システムおよび各測定機器の設定値をそれぞれ図一1および表一1に示す。伝達関数を算定する際に必要な入力波は、いずれもファンクション・ジェネレーターによって発生させて、AE計測システムのプリアンプに直接入力した。入力波およびAE計測システム通過後の検出波は、一旦トランジェント・メモリー（サンプリング間隔：1μsec、サンプリング個数：1024個/1波形）に記憶させた後、デジタル・データ・レコーダで記録し、さらにそのデータを大型計算機に転送して各種の波形処理を行った。ただし、AE計測システムの伝達関数は、入・出力波形の計測データを移動平均法を用いて平滑化した後、式(4)で表される入力波と出力波との関係を用いて算定した。

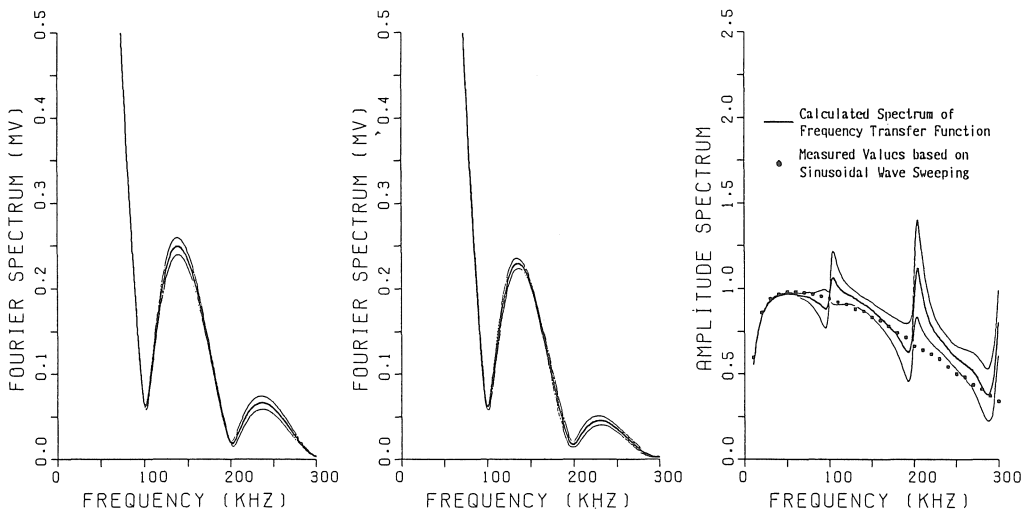
3・2・2 結果とその考察

図二(a)、(b)および(c)は、インパルス波を入力波として用いた場合の結果を示したもので、それぞれ入力波のフーリエスペクトル、検出波のフーリエスペクトル、および式(4)を用いて算定したAE計測システムの伝達関数の振幅スペクトルを示して



(a) 入力波のフーリエスペクトル (b) 検出波のフーリエスペクトル (c) 伝達関数の振幅スペクトル

図-2 式(4)による伝達関数の算定結果 (インパルス波を用いた場合)



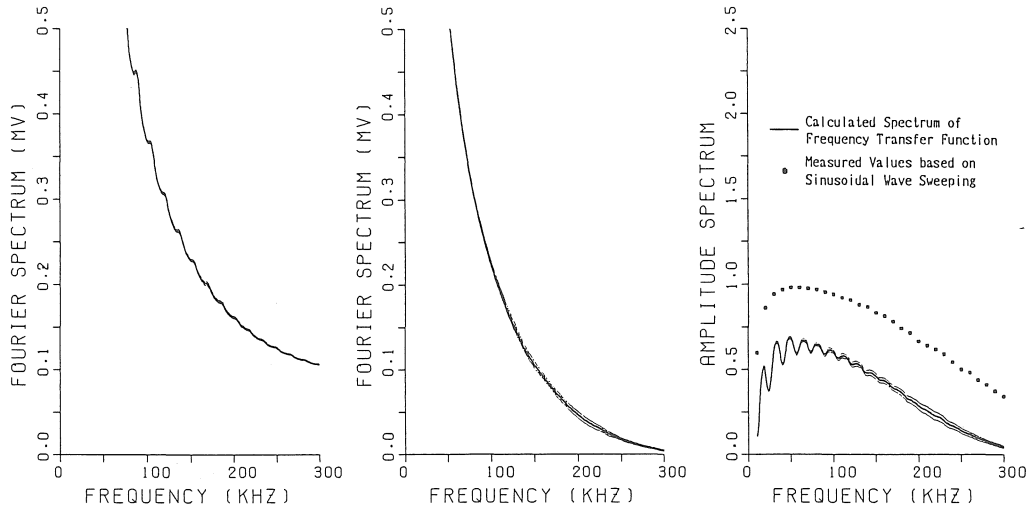
(a) 入力波のフーリエスペクトル (b) 検出波のフーリエスペクトル (c) 伝達関数の振幅スペクトル

図-3 式(4)による伝達関数の算定結果 (矩形パルス波を用いた場合)

いる。ただし、図-2(c)中の太線は20回の計測結果の平均値を、細線はそのばらつき(標準偏差)を示している。また、同図中には、正弦波の定常出力の振幅スペクトル(図中の“●”)も併示してある。なお、いずれの図もスペクトルはバンド幅15kHzのLag Windowによって平滑化したものが示してある。図-2(c)によれば、入力波としてインパルス波を用いて算定した伝達関数の振幅スペクトルは、

個々の測定毎にかなりの変動を示しているが、正弦波の定常出力の振幅スペクトルは、全周波数域にわたって、これらの変動の範囲内に収まっていることがわかる。

図-3は、矩形パルス波を入力波として用いた場合の結果を図-2と同様の方法で整理したものである。図-3(c)によれば、入力波として矩形パルス波を用いた場合には、式(4)を用いて算定したAE計



(a) 入力波のフーリエスペクトル (b) 検出波のフーリエスペクトル (c) 伝達関数の振幅スペクトル

図一四 式(4)による伝達関数の算定結果(ステップ波を用いた場合)

測システムの伝達関数の振幅スペクトルは、正弦波の定常出力の振幅スペクトルとは大きく異なってしまうことがわかる。この原因は、図一三(a)および(b)からわかるように、入力波および出力波のフーリエスペクトルはともに約100kHz毎に極小値をとるが、この極小値となる周波数が入力波と出力波とで若干異なっていることに起因しているものと考えられる。そのため、伝達関数が大きく乱れている近傍でのばらつきは、他の周波数帯域に比べてかなり大きくなっている。

一方、図一四は、ステップ波を入力波として用いた場合の結果を図一二と同様の方法で整理したものである。図一四(c)によれば、入力波としてステップ波を用いた場合には、図一四(a)の入力波のフーリエスペクトルの150kHz以下の周波数帯域で認められる細かな振動が、そのまま伝達関数の振幅スペクトルにも現れており、伝達関数の振幅スペクトルは、正弦波の定常出力の振幅スペクトルに比べてかなり小さくなっていることがわかる。

また、図一二と図一四を比較すると、入・出力波のフーリエスペクトル、および伝達関数の振幅スペクトルは、いずれも入力波としてインパルス波を用いた場合の方がステップ波を用いた場合よりもばらつきが大きくなっていることがわかる。これは、本実験の場合、インパルス波のパルス幅が $1.5\mu\text{sec}$ で

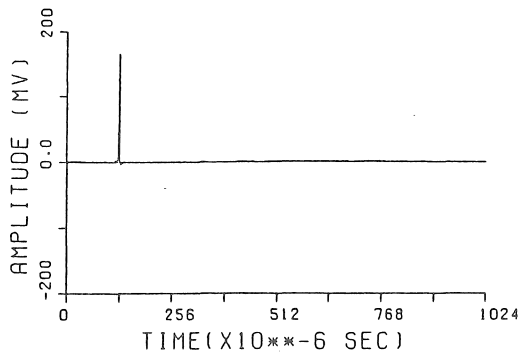
あるのに対して、波形を一時的に記憶したトランジェント・メモリのサンプリング間隔が $1\mu\text{sec}$ と相対的に粗いため、記録のタイミングが個々の計測毎に微妙にずれてしまうのが主な原因であるものと思われる。したがって、入力波としてインパルス波を用いた場合には、算定される伝達関数は精度の点で若干の不安は残るが、実際の実験・計測で用いるフィルター・バンド幅(10k~300kHz)の周波数帯域でのばらつきは、最大でも12%程度であり、それほど大きな問題はないものと考えられる。

以上の結果から判断すると、式(4)を用いて伝達関数を算定する場合には、入力波としてインパルス波を用いるのが適当と思われる。

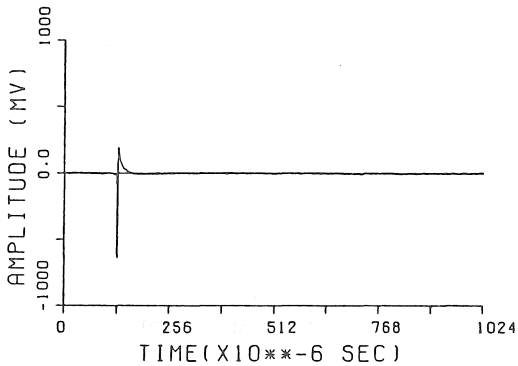
3.3 伝達関数の算定方法の選定実験

3.3.1 実験の概要

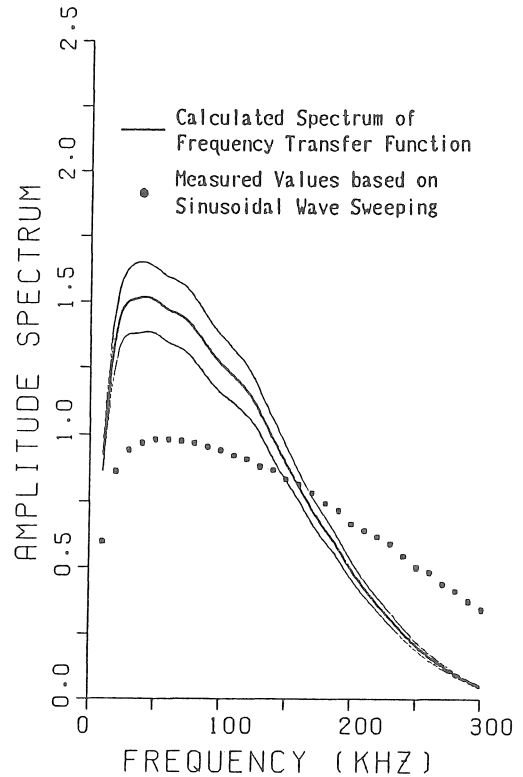
3.2節では、伝達関数の算定に際して式(4)を適用したが、入力波が単位インパルス関数または単位ステップ関数である場合には、入力波のフーリエ変換を求めなくても、それぞれ式(3)または式(3)'を用いて伝達関数を算定することができる。本節では、式(3)または式(3)'を用いて算定した伝達関数の振幅スペクトルと正弦波の定常出力の振幅スペクトルとを比較するとともに、式(4)を用いて算定した伝達関数の振幅スペクトルとも比較し、伝達関数の算定方法について検討する。



(a) 代表的な入力波形



(b) 代表的な検出波形



(c) 伝達関数の振幅スペクトル

図一五 式(3)による伝達関数の算定結果(単位インパルス波を用いた場合)

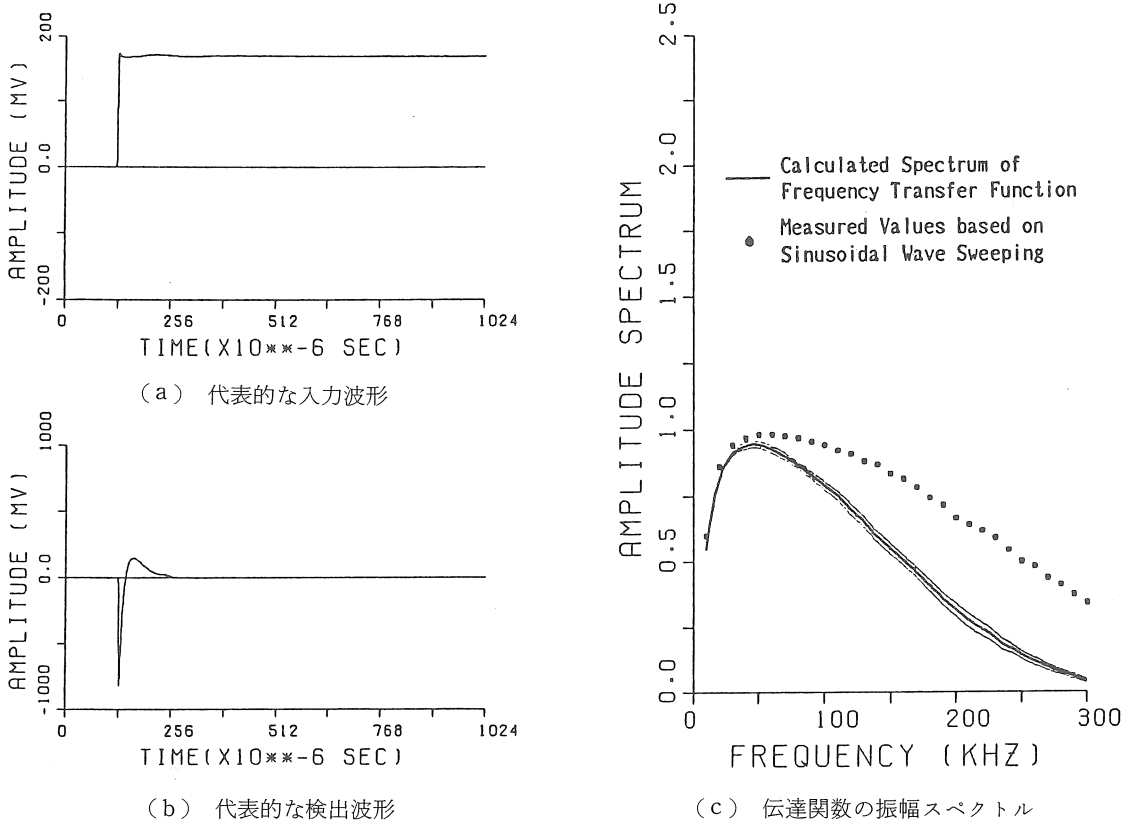
ただし、本実験で用いたインパルス波およびステップ波は、必ずしも単位関数にはなっていないため、式(3)または式(3)'を用いて伝達関数を算定する際には、入・出力関係が線形であるものと仮定して入力波が単位関数となるように正規化した。なお、本実験で用いたAE計測システムおよび各測定機器の設定値は3・2節で示した実験と同一であるため、ここでは省略する。

3・3・2 結果とその考察

図一五(a)~(c)は、単位インパルス波を入力波として用いた場合の結果で、それぞれ代表的入力波形、その検出AE波形、および式(3)を用いて算定したAE計測システムの伝達関数の振幅スペクトルを示したものである。なお、図一五(c)中の太線および細線の意味、並びにスペクトルの平滑化手法は、いずれも前掲の図一2の場合と同様であり、同図中には、中正弦波の定常出力の振幅スペクトル(図中の"●")も併示してある。図一五(c)から明らかな

ように、式(3)を用いて算定したAE計測システムの伝達関数の振幅スペクトルと正弦波の定常出力の振幅スペクトルとは、大きく相違していることがわかる。この原因は、本実験で用いたインパルス波が、これを発生させるのに用いたファンクション・ジェネレーターの性能の関係で、パルス幅が $1.5\mu\text{sec}$ 、立上り・立下がり時間が 50nsec という有限な時間を有していること、および図一五(a)に示した代表的波形からわかるように、立上り・立下がり部分で波形の乱れが生じていることなど、実際には理想的なインパルス関数とかなり相違しているにも拘らず、これを単位インパルス関数と仮定して伝達関数を求めたことに起因しているものと考えられる。

一方、図一六は、単位ステップ波を入力波として用いた場合の結果を図一五と同様の方法で整理したものである。図一六(c)によれば、式(3)'を用いて算定したAE計測システムの伝達関数の振幅スペクトルと正弦波の定常出力の振幅スペクトルは、入力波



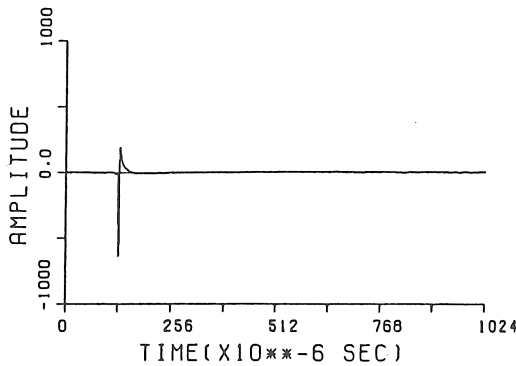
図一六 式(3)'による伝達関数の算定結果(単位ステップ波を用いた場合)

として単位インパルス波を用いた場合の結果と同様にかなり相違しているが、相違の程度は、入力波として単位インパルス波を用いた場合に比べて小さくなっている。これは、本実験で用いた単位ステップ波が単位インパルス波と比較してより理想的な波形に近かったことによるものと考えられる。しかし、本実験で用いた実際の単位ステップ波形は、図一六(a)からわかるように、立上り部分および立上り後約200 μ secの間で波形の乱れが生じており、このことに起因して正弦波の定常出力の振幅スペクトルと式(3)'を用いて算定した伝達関数の振幅スペクトルとが相違したと思われる。なお、伝達関数の算定に対する式(3)および式(3)'の適用性については、高坪・吉田¹⁶⁾が金属材料を対象として同様の検討を行っており、本実験結果と類似した結果を得ている。

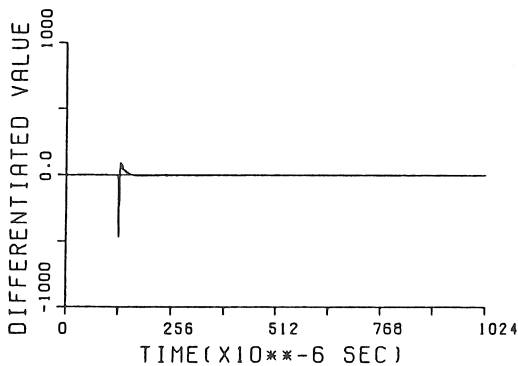
ところで、式(3)および式(3)'からも明らかのように、実験で用いた単位インパルス波および単位ステップ波がともに理想的な波形であれば、単位インパ

ルス波を入力波とした時の検出 AE 波形と単位ステップ波を入力波とした時の検出 AE 波形の1階微分値とは完全に一致しなければならない。しかし、実験で用いた単位インパルス波および単位ステップ波は、上述のように、ともに理想的な波形とは異なっているため、波の振幅が初動部分などに、微妙な相違が観察される(図一七参照)。

以上のことから、本実験で用いた単位インパルス波および単位ステップ波を理想的な波形であるものと仮定することには無理があり、伝達関数の算定には、本節で検討した式(3)および式(3)'よりも、入力波形も考慮に入れた式(4)を用いた方が適しているものと考えられる。そのため、以下では、式(4)を用いた伝達関数の算定方法の妥当性および適用性について検討することにする。



(a) 入力波として単位インパルス波を用いた場合の検出波形



(b) 入力波として単位ステップ波を用いた場合の検出波形の微分値

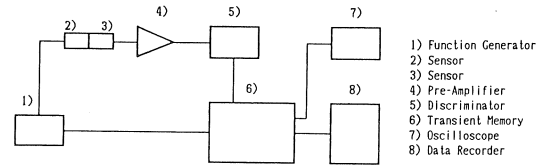
図一七 単位インパルス波と単位ステップ波による計算結果の相違点

4. 伝達関数の算定方法の妥当性および適用性

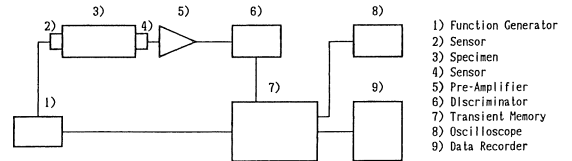
4・1 伝達関数の算定方法の妥当性

4・1・1 実験の概要

3章では、比較的フラットな周波数特性を有する変換子を含まないAE計測システムを算定の対象として、電気パルスを入力波として用いた伝達関数の算定方法に関する一連の検討を行った。その結果、伝達関数を求める際に必要な入力波としてはインパルス波が、また伝達関数の算定式としては式(4)が最適であることを明らかにした。本節では、これらの手法が複雑な周波数特性を有する実際の媒体の伝達関数を算定する場合にも適用可能であるか否かの検証を行う。検証のために用いた媒体は、 $\phi 10 \times 2$ cmの軟鋼製円柱試験体である。



(a) 変換子を含むAE計測システムの伝達関数算定用

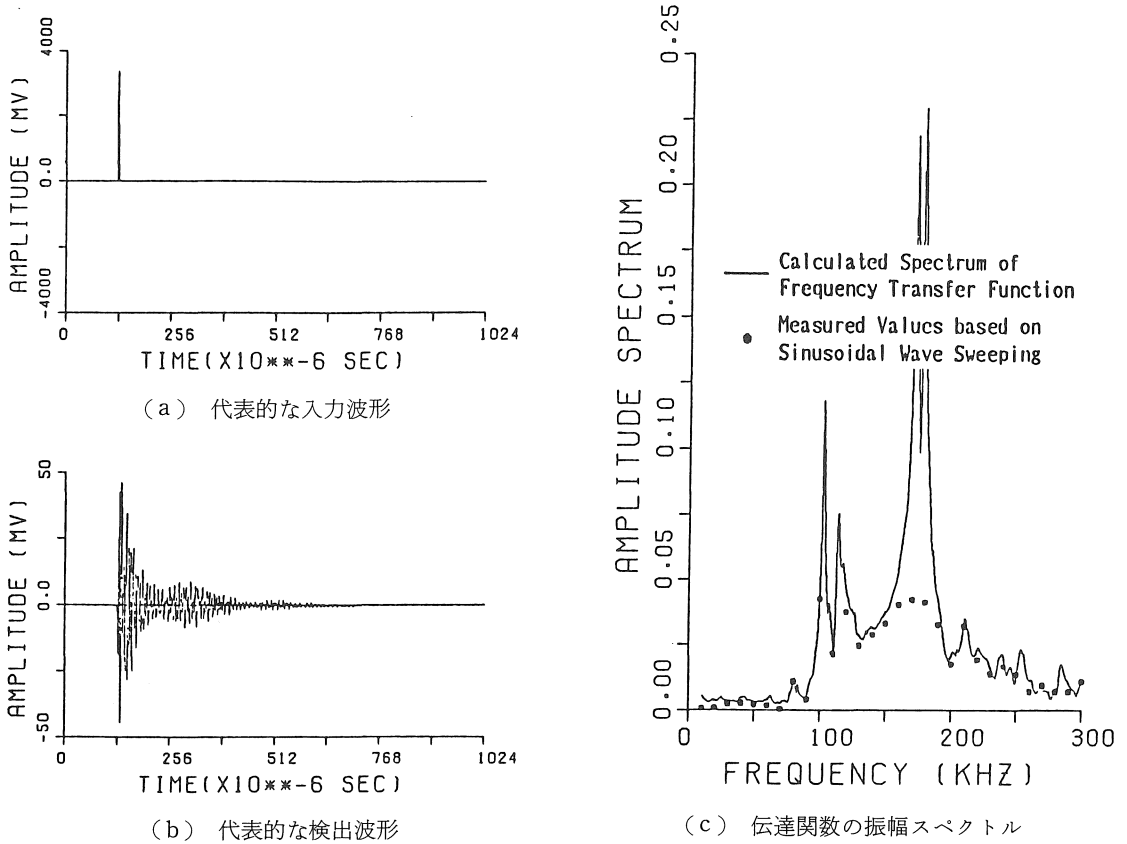


(b) 変換子を含むAE計測システムと媒体の伝達関数算定用

図一八 AE計測システムのブロック・ダイアグラム

本実験で用いたAE計測システムを図一八(a)および(b)に示す。3章で示した実験で用いたAE計測システムでは、いずれもファンクション・ジェネレーターによって発生させた波はプリ・アンプに直接入力したが、本実験で用いたAE計測システムでは、ファンクション・ジェネレーターによって発生させた波は、まず発振用変換子を介して試験体に入力し、次に受振用変換子で検出した波形をプリ・アンプに入力するという流れとなっている。ただし、その他の流れは3章で示した実験の場合と同様である。また、各測定機器の設定値は、前掲の表一と同様である。

計測方法としては、まず媒体(試験体)と変換子を含むAE計測システムの伝達関数 $G(j\omega) (=G_s(j\omega) \cdot G_m(j\omega))$ を算定するために、ファンクション・ジェネレーターを用いて発生させたインパルス波を、発振用変換子(AE-901Sセンサー、共振周波数:約150kHz)を介して試験体に入力し、受振用変換子(AE-905Sセンサー、共振周波数:約1MHz(但し、本実験で採用したフィルター・バンド幅(10k~300kHz)の周波数帯域では比較的フラットな周波数特性を有する))によって試験体中を伝播した波を検出した。次に、変換子を含むAE計測システムの伝達関数 $G_s(j\omega)$ を算定するために、発振用および受振用の変換子を直接貼り合わせ、入力波を発振



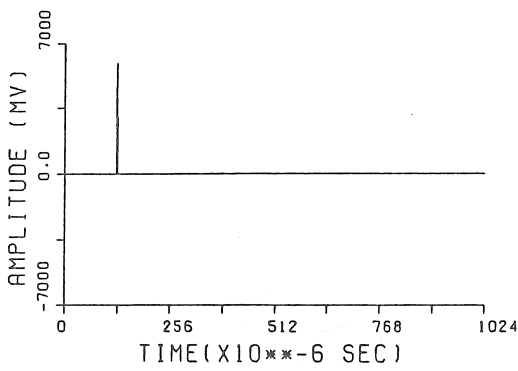
図一 入力波としてインパルス波を用いた場合の伝達関数の算定結果 (変換子を含む AE 計測システムのみ)

用変換子から入力し、受振用変換子で検出した。なお、センサーの装着には、検出 AE 波形の各種特性に及ぼすセンサー装着後の経過時間の影響が比較的小さい熱可塑性樹脂を用いた¹⁷⁾。さらに、算定した媒体と変換子を含む AE 計測システムの伝達関数 $G(j\omega)$ を、変換子を含む AE 計測システムの伝達関数 $G_s(j\omega)$ で除すことによって、媒体のみの伝達関数 $G_m(j\omega)$ を算定した。なお、本実験では、各伝達関数を算定するに際しては、付録に示す拡大フィルターおよび縮小フィルターを適用して、計算誤差の拡大防止を図った¹⁶⁾。

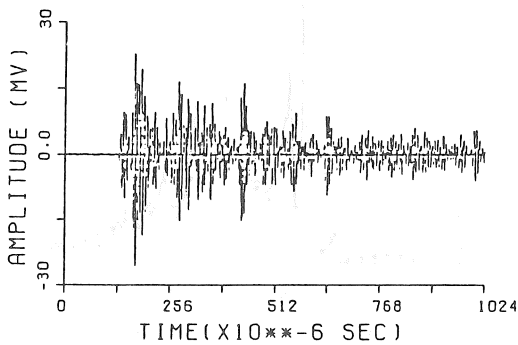
4.1.2 結果とその考察

図一 9 (a)~(c) は、変換子を含む AE 計測システムに対する結果を示したもので、それぞれ代表的入力波形、その検出 AE 波形および伝達関数の振幅スペクトルを示している。ただし、図一 9 (c) 中には、正弦波の定常出力の振幅スペクトル (図中の

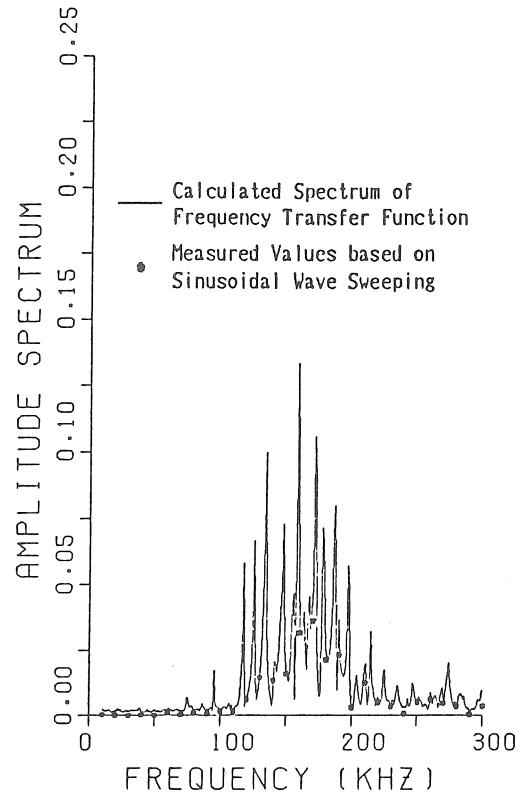
“●”) が併示してある。先に述べたように、本実験では、正弦波の定常出力は 10kHz の周波数毎に離散的に測定しているに過ぎないため、その振幅スペクトルでは、変換子を含む AE 計測システムの伝達関数の複雑な周波数特性を忠実に再現することができない。この点を考慮すると、図一 9 (c) に示すように、算定された変換子を含む AE 計測システムの伝達関数の振幅スペクトルは、170kHz 近傍を除けば、正弦波の定常出力の振幅スペクトルと比較的良好な対応を示しているといえる。また、図一 10 は、軟鋼製試験体と変換子を含む AE 計測システムに対する結果を図一 9 と同様の方法で整理したものである。図一 10 (c) から明らかなように、軟鋼製試験体と変換子を含む AE 計測システムの伝達関数の振幅スペクトルはかなり複雑な形状を示しているが、この場合にも算定された伝達関数の振幅スペクトルと正弦波の定常出力の振幅スペクトルとは良く対応してい



(a) 代表的な入力波形



(b) 代表的な検出波形



(c) 伝達関数の振幅スペクトル

図一〇 入力波としてインパルス波を用いた場合の伝達関数の算定結果 (変換子を含む AE 計測システムと媒体)

る。

一方、図一〇は、図一〇および図一〇の結果に基づいて算定される軟鋼製試験体の伝達関数の振幅スペクトルを、正弦波の定常出力の振幅スペクトルと比較したものである。図によれば、正弦波の定常出力の振幅スペクトルと算定された伝達関数の振幅スペクトルとの間には若干の相違がみられるが、全体的にはよく一致しているといえる。なお、図一〇で観察される若干の相違は、図一〇からもわかるように、変換子を含む AE 計測システムに関する正弦波の定常出力の振幅スペクトルが、100kHz 以下の低周波数帯域および250kHz 以上の高周波数帯域において微小成分を多く有するために、計算の際に誤差が拡大されたものではないと思われる。

したがって、本研究で提案した伝達関数の算定方法を用いることによって、複雑な周波数応答特性を有する媒体の伝達関数もかなり正確に推定することができるものと考えられる。

4・2 伝達関数の算定方法の原波形解析への適用性

4・2・1 実験の概要

本実験は、本研究で提案した伝達関数の算定方法の原波形解析への適用性を検証するための実験で、発振用変換子を介してコンクリート試験体に入力した正弦波を受振用変換子によって検出して原波形解析を行い、解析結果と入力した正弦波の波形とを比較・検討した。試験体は、空中養生(温度: $20 \pm 2 \text{ } ^\circ\text{C}$ 、湿度: $75 \pm 5 \%$)を約5年行った $10 \times 10 \times 19 \text{ cm}$ の横打ちコンクリート角柱試験体である。

原波形解析用の計測システムは前掲の図一〇(b)と同様である。本実験で用いた各測定機器の設定値を表一に示す。本実験では、ファンクション・ジェネレーターを用いて発生させた振幅10Vp-p、周波数100kHzの一周期の正弦波を、発振用変換子(AE-901Sセンサー)を介して試験体に入力し、受振用変換子(AE-905Sセンサー)によって検出した。

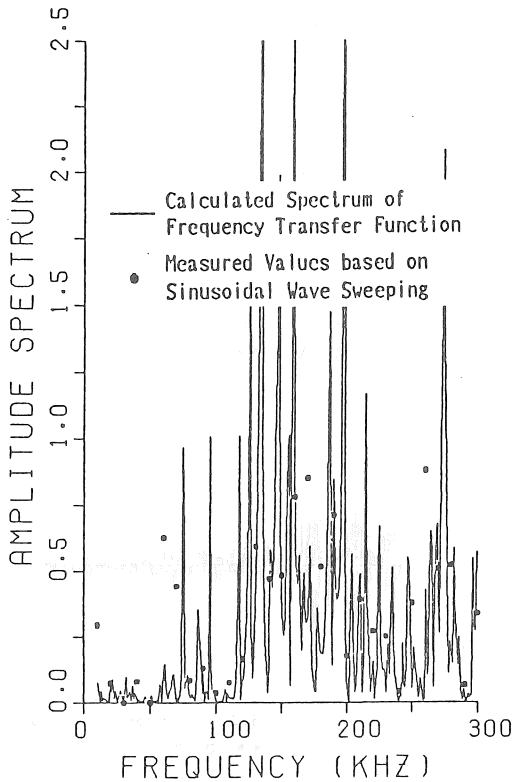


図-11 入力波としてインパルス波を用いた場合の伝達関数の算定結果(媒体のみ)

なお、センサーの装着方法および伝達関数の算定手順は、4・1節で示した実験に準じている。原波形解析には、前掲の式(2)を適用し、まず源波形のフーリエ変換を求めた後、これを逆フーリエ変換して源波形を算定した。

4・2・2 結果とその考察

図-12(a)~(d)は、原波形解析結果を示したもので、それぞれAE計測システムを含む計測系と媒体(コンクリート試験体)の伝達関数の振幅スペクトル、コンクリート試験体に入力した正弦波の入力波形、検出波形および原波形解析によって得られた入力波形の推定結果を示している。ただし、原波形解析に際しては、本計測システムで採用したフィルター・バンド幅(10k~300kHz)と同一のバンド・パス・フィルターを用いて雑音の影響を低減している。図によれば、原波形解析によって推定された入力波形(図-12(d)参照)は、源入力波形(図-12(b)参照)と比較して、振幅がやや小さく、かつ高周波

表-2 計測機器の設定感度

アンプの増幅度(dB)			フィルター バンド幅 (kHz)	サンプリング 間隔 (μ sec)
プリアンプ	メインアンプ	合計		
20	40	60	10~300	1.0

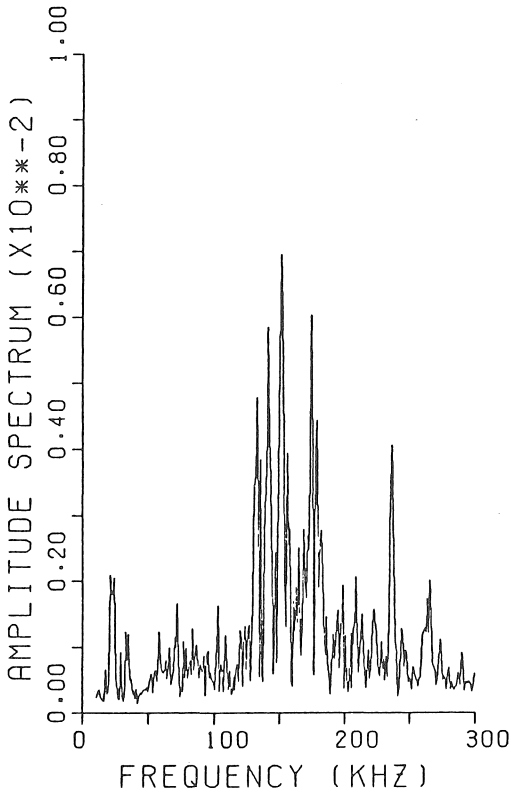
数成分の雑音が若干残ってはいるものの、全体的には入力波形の特徴を比較的精度よく再現しており、本研究で提案した伝達関数の算定方法が原波形解析に対しても十分に適用可能であることを示している。

なお、推定された入力波形が源入力波形と若干相違している主な原因としては、本実験で用いた波形データのサンプリング間隔が1 μ secと、入・出力波の周期と比較して十分には小さくなかったこと、検出波形が計測時間(1024 μ sec)内で十分に減衰しきっていなかったこと、電気インパルス波の入力によって算定される伝達関数が測定毎に変動すること、原波形解析の計算過程で生じる数値計算誤差などが考えられる。

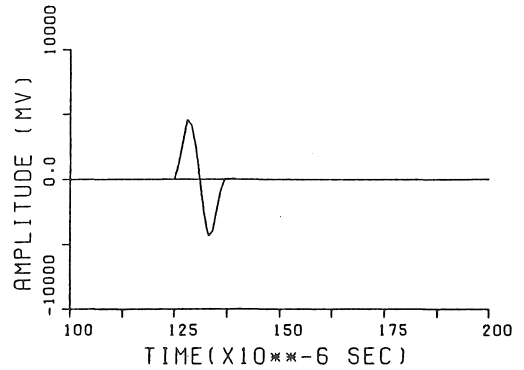
5. 結論

本論では、AEの原波形解析を行う際に必要な媒体(試験体)の伝達関数の算定方法について一連の検討を行った。得られた結果を要約すると、およそ次のようになる。

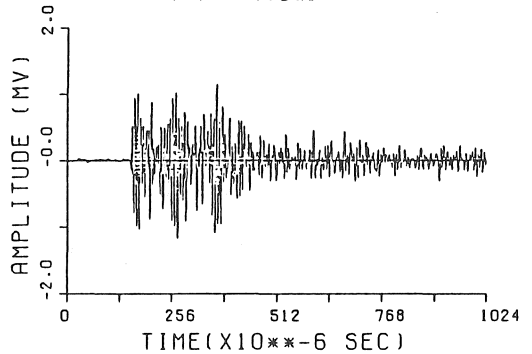
- 1) 入力波および出力波の特性を考慮に入れた伝達関数の算定方法(式(4))を適用した場合、入力波としてインパルス波を用いるのが精度と簡便性の点で適している。
- 2) ファンクション・ジェネレーターで発生させた入力波が理想的な単位インパルス波または単位ステップ波であるものと仮定して出力波の特性のみから伝達関数を算定する方法(式(3)および式(3'))は、その仮定に若干の無理があり、伝達関数の算定方法としては適当でない。
- 3) 本研究で提案した伝達関数の算定方法は、複雑な周波数応答特性を示す実際の試験体に対しても十分に適用可能である。
- 4) 本研究で提案した伝達関数の算定方法によって求めた伝達関数を原波形解析に適用することによって、検出波から入力波を比較的精度良く推定することができる。



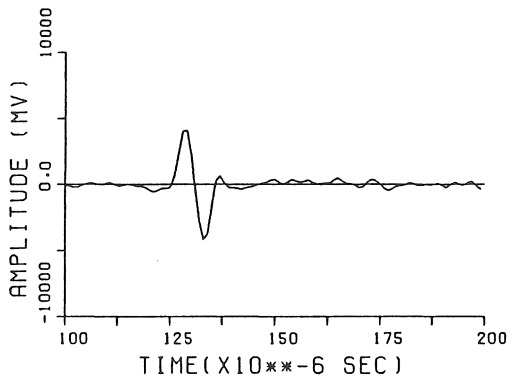
(a) 変換子を含む AE 計測システムと媒体の伝達関数の振幅スペクトル



(b) 入力波形



(c) 検出波形



(d) 入力波形の推定結果

図-12 原波形解析結果

[謝 辞]

本研究の実施に際して有益なる御助言を賜りました名古屋大学小阪義夫教授および三重大学谷川恭雄教授、並びに実験およびデータ整理に際して御助力を得た土田崇仁（伊藤建築設計事務所）および土屋宏明君（清水建設㈱）に対して謝意を表します。なお、実験データの整理には、名古屋大学大型計算機センターの FACOM M-382 を使用し、また、本研究費の一部は、文部省科学研究費補助金（奨励研究（A））によったことを付記する。

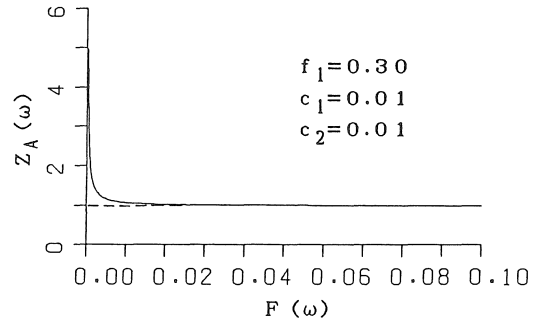
引用文献

- 1) 小阪義夫, 谷川恭雄: 複合材料としてのコンクリートの力学性質, 材料, 第14巻, pp. 368-379, 昭和50. 5.
- 2) 和泉正哲, 三橋博三: コンクリートの破壊現象とその解明に関する若干の考察, 東北大学建築

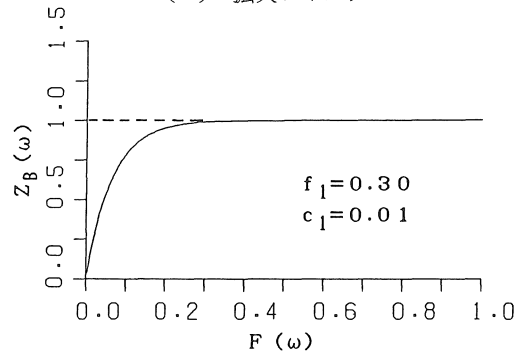
学報, 第16号, 昭和50. 3.

- 3) 小林昭一, 大津政康: アコースティック・エミッションのコンクリート工学への応用, コンクリート工学, Vol. 16, No. 7, pp. 9-17, 昭和53. 7.
- 4) 日本建築学会・コンクリート非破壊試験法研究小委員会: コンクリートの非破壊試験法に関する研究の現状と問題点, 123pp. 昭和56. 5.

- 5) 谷川恭雄, 山田和夫, 桐山伸一: コンクリートのアコースティック・エミッションの周波数特性, 第2回コンクリート工学年次学術講演論文集, pp. 129-132, 昭和55. 6.
- 6) 谷川恭雄, 山田和夫, 桐山伸一: コンクリートの破壊モードとアコースティック・エミッションの周波数特性との関係, セメント技術年報, 第35巻, pp. 405-408, 昭和56.
- 7) Y. Tanigawa, K. Yamada and S. Kiriya: Relationship between Fracture Mode and Acoustic Emission Characteristics of Mortar, Proc. of JCMR, Vol. 24, pp. 241-247, March 1981.
- 8) 小阪義夫, 谷川恭雄, 山田和夫, 鈴木清孝: コンクリートの累積損傷とAE特性との関係, セメント技術年報, 第36巻, pp. 229-232, 昭和57.
- 9) 小阪義夫, 谷川恭雄, 山田和夫: コンクリートのアコースティック・エミッション特性と破壊挙動に関する研究, 日本建築学会構造系論文報告集, No. 358, pp. 22-33, 昭和60. 12.
- 10) 大平貴規, 岸輝雄: AE原波形解析による破壊の動的素過程に関する研究, 日本金属学会誌, 第46巻, 第5号, pp. 518-525, 1982.
- 11) 岸輝雄, 若山修一, 篠崎泰夫, 香川豊, 中田栄一: AE原波形解析によるアルミナの破壊靱性試験におけるき裂進展の評価, 日本金属学会誌, 第49巻, 第9号, pp. 707-713, 1985.
- 12) 丹羽義次, 小林昭一, 大津政康, 奥田和男: アコースティック・エミッションの周波数特性に関する考察, 土木学会論文報告集, 第314号, pp. 137-147, 1981. 10.
- 13) 尼崎省二, 明石外世樹, 高木宣章, 平野博範: 超音波スペクトル解析によるコンクリートの品質評価について, 第40回セメント技術大会講演要旨, pp. 92-93, 昭和61. 5.
- 14) 坂田康徳, 大津政康: 弾性波フィルター特性によるコンクリートのひび割れ評価法に関する基礎研究, コンクリート工学, Vol. 24, No. 7, pp. 135-145, 1986. 7.
- 15) 伊藤正三監修: 生体信号処理の基礎, オーム社, 268pp., 昭和60. 3.
- 16) 高坪純治, 吉田憲一: 電気パルスを用いたAE原波形解析, 第4回AE総合コンファレンス論文集, pp. 25-30, 昭和58.



(a) 拡大フィルター



(b) 縮小フィルター

図一A.1 数値フィルターの特性

- 17) 土田崇仁, 土屋宏明, 山田和夫, 小阪義夫: コンクリートの累積損傷に伴うAEの減衰特性, 日本建築学会東海支部研究報告集, 第25号, pp. 45-48, 昭和62. 2.

[付録] —— 数値フィルター¹⁶⁾ ——

ここで定義する2種類の数値フィルターは、いずれも本文で示した式(4)を用いて伝達関数を算定する際に生じる数値計算上の誤差を低減させ、伝達関数を平滑化するためのものである。拡大フィルターは、式(4)の分母にあたる入力波のフーリエ変換の微小成分をその大きさに応じて拡大する働きを、また縮小フィルターは、式(4)の分子にあたる出力波のフーリエ変換の微小成分をその大きさに応じて縮小する働きをもつ。

(1) 拡大フィルター

まずフーリエスペクトルの最大値が1となるように正規化したスペクトルを $F(\omega)$ とし、次に図一A.1(a)に示すような数値フィルター $Z_A(\omega)$ を $F(\omega)$ に乗じて微小スペクトル成分を拡大する。これを式で表すと次のようになる。

$$F^*(\omega) = Z_A(\omega) \cdot F(\omega)$$

$$Z_A(\omega) = c \cdot a^{-F(\omega)/F(\omega)} + 1 \quad \dots\dots\dots (A.1)$$

ここに、 $F^*(\omega)$ はフィルター通過後のスペクトル、 a および c は定数で、それぞれ以下のように決定する。

$$F(\omega) = f_1 \quad \text{のとき} \quad Z_A(\omega) = 1 + c_1,$$

$$F(\omega) \rightarrow 0 \quad \text{のとき} \quad F^*(\omega) \rightarrow c_2$$

したがって、

$$a = (f_1 \cdot c_1 / c_2)^{-1/f_1}, \quad c = c_2$$

ただし、 f_1 , c_1 , c_2 : 定数。

(2) 縮小フィルター

まず $F(\omega)$ を拡大フィルターと同様に定義し、次に図-A.1(b)に示すような数値フィルター Z_B

(ω)を $F(\omega)$ に乗ずることによって、微小スペクトル成分をさらに縮小する。これを式で表すと次のようになる。

$$F^*(\omega) = Z_B(\omega) \cdot F(\omega)$$

$$Z_B(\omega) = 1 - b^{-F(\omega)} \quad \dots\dots\dots (A.2)$$

ここに、 b は定数で以下のように決定する。

$$F(\omega) = f_1 \quad \text{のとき} \quad Z_B(\omega) = 1 - c_1$$

したがって、

$$b = c_1^{-1/f_1}$$

ただし、 f_1 , c_1 : 定数。

本研究で用いた、上記の各数値フィルターに含まれる定数の値は、 $f_1 = 0.30$, $c_1 = c_2 = 0.01$ である。

(受理 平成元年1月25日)