

幾何音響理論と波動音響理論を用いた
大規模空間のハイブリッド音場解析に関する研究

関西大学 環境都市工学部 建築学科
建築環境工学第 I 研究室 音ゼミ
建 12-39 坂吉 佑太
指導教員 豊田 政弘
河井 康人

目次

第 1 章 序論.....	1
1.1 研究背景	1
1.2 既往研究	2
1.3 研究目的	3
1.4 論文構成	4
第 2 章 研究手法	5
2.1 波動音響理論.....	5
2.1.1 時間領域有限差分法.....	5
2.2 幾何音響理論.....	9
2.2.1 音線法	9
2.2.2 虚像法	13
2.2.3 バックトレース法.....	15
2.3 フィルタ	17
2.3.1 バタワースフィルタ.....	17
2.3.2 逆フィルタ.....	18
2.4 ハイブリッド解析.....	20
2.5 評価方法	23
第 3 章 計算結果	24
3.1 モデル 1	26
3.1.1 条件	26
3.1.2 結果	26
3.2 モデル 2	29
3.2.1 条件	29
3.2.2 結果	29
3.3 モデル 3	32
3.3.1 条件	32
3.3.2 結果	32

3.4	モデル4	35
3.4.1	条件	35
3.4.2	結果	35
第4章	考察	41
第5章	結論	42
参考文献		

第1章 序論

1.1 研究背景

音場解析の手法には大きく分けて波動音響理論と幾何音響理論の二種類がある。波動音響理論とは音場を記述する波動方程式を解くことにより音場を解析する手法であり幾何音響理論とは音の波動性を無視して音を幾何学的に扱うことで音場を記述する理論である。それぞれの解析手法にはメリット・デメリットがあり、例えば、幾何音響理論では、音を幾何学的に扱い計算を行うため、計算が容易であるが、音の波動性を無視するため、音の波動現象が現れやすい低音域において、誤差が生じる可能性が高い。一方、波動音響理論では、音の波動方程式を解いて計算を行うため、正確な計算が可能であるが、高音域において計算量が膨大になり、場合によっては計算ができないこともある。これらの特徴をよく理解した上で、解析対象の空間や物体に見合った解析手法を選ぶことが重要である。

現在、コンサートホールなどの大規模空間の音場解析には、計算負荷の観点から、幾何音響理論が広く用いられている。しかし、上述したように、特に低音域における誤差が懸念される。一方、波動音響理論を用いた場合には、現在の計算機性能では、可聴域全体を計算することは実質的に不可能であると言わざるをえない。そのため、大規模空間の音場解析においては、計算負荷量を抑えながらも、可聴域全体で正確な解析ができる解析技術の開発が望まれている。

1.2 既往研究

Granier ら[1]は車室内の音場解析において、低音域での波動音響理論の解析結果と、中・高音域での幾何音響理論の解析結果を結合させた、ハイブリッド解析に関する検討を行った。彼らは二つの解析方法による解析結果をクロスオーバーさせる周波数を、

$$f = 2000\sqrt{RT/V} \quad (1.1)$$

と提案した[2][3]。ここで RT : 残響時間、 V : 室容積とする。しかし、大規模空間に式(1.1)を適用すると、 f の値が可聴域以下になってしまうこともある。例えば、室容積 $10,000 \text{ m}^3$ のコンサートホールでは最適残響時間は約 2.1 s がよいとされている (Fig. 1.1)。この値を式(1.1)に代入すると約 29 Hz となり、可聴域の波動音響理論による計算は約 9 Hz のみになってしまうため、実質的には幾何音響理論のみの計算になってしまう。また、結合にあたっては因果性の問題を解決できておらず、位相を強制的に操作しているため、完全なハイブリッド解析は実現できていない。

また、文屋ら[4]により、開領域のための幾何音響理論と波動音響理論の結合解法が提案されている。ただし、対象空間が開領域であることに加えて、空間領域で幾何音響理論と波動音響理論の計算する範囲を分けている。

幾何音響理論と波動音響理論を組み合わせるといふ考え方は古くからあるはずだが、これら以外にハイブリッド解析手法に関する報告は見られない。その理由としては、幾何音響理論と波動音響理論の根本的な考え方が異なるため、単純に二つの手法を組み合わせることができないからだと考えられる。

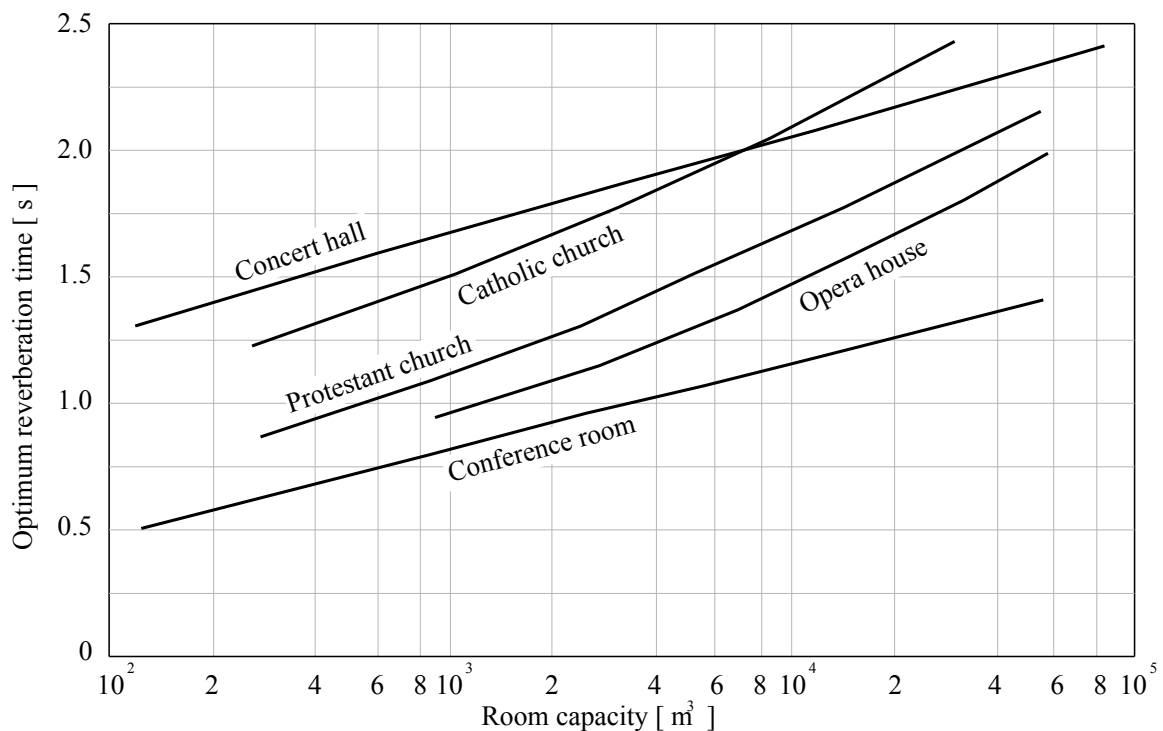


Fig. 1.1 Optimum reverberation time at 500 Hz [5]

1.3 研究目的

本研究では、波動音響理論に基づく低音域での計算結果と、幾何音響理論に基づく中・高音域での計算結果を合成して解析結果を得る、大規模空間でも利用可能なハイブリッド解析手法を実現し、計算量を抑えながらも、可聴域全体でより正確な予測結果を得ることを目的とする。本論文では、ハイブリッド解析手法の基礎的な知見を得るため、小さくて単純な形の空間を想定し、その実現性を検討する。

1.4 論文構成

第 1 章では現在のコンサートホールなどの大規模空間に対する解析技術についての問題点をあげ、それを解決するための手がかりとして既往研究を紹介した後、本研究の目的を述べた。

第 2 章ではハイブリッド解析を実現させるために用いる波動音響理論と幾何音響理論、フィルタの理論式や特徴などを解説し、最後にハイブリッド解析の手順を述べる。

第 3 章では本論文でハイブリッド解析の対象とするモデルの条件を述べると共に、計算結果を示す。

第 4 章では本研究の考察を述べる。

第 5 章では本研究を総括する。

第2章 研究手法

2.1 波動音響理論

波動音響理論では、音波の振る舞いを

$$c^2 \left(\frac{\partial^2 p}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 p}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 p}{\partial z^2} \right) = \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} \quad (2.1)$$

で示される波動方程式、あるいは、それを導出するための運動方程式と連続方程式で記述する。これらの式を離散化し、数値的に解くことで、音場を解析することを波動音響数値解析と呼ぶ。波動方程式を解くため、音波の波動性を考慮した正確な予測ができる一方、計算量が膨大であるため、予測できる対象や範囲が限られる。音響分野での波動音響数値解析では一般的に、境界要素法 (BEM)、時間領域有限差分法 (FDTD 法)、有限要素法 (FEM) が用いられる。幾何音響理論では、一般的に時間領域の解を得ることができるので、本論文では、それらのうち、同じ時間領域の解を容易に得ることができる時間領域有限差分法を用いる。

2.1.1 時間領域有限差分法 (FDTD 法) [6][7]

FDTD 法とは、音場を空間的にも時間的にも離散化し、支配式の微分項を差分商で近似することにより解を得る手法である。空間的に離散化された一つ一つのセルには、Fig. 2.1 に示すように、音圧と粒子速度を互い違いに配置する。この空間的な配置のみを表した図を、Yee セルと呼ぶ。また、Fig. 2.2 に示すスタガードグリッドと呼ばれる格子によって、空間的な配置と時間的な配置を表すこともできる。FDTD 法では、空間的にも時間的にも互い違いに配置された音圧と粒子速度を、互い違いに計算するリープフロッグアルゴリズム (蛙跳び差分アルゴリズム) [8] と呼ばれる手法を用いることで、音波の挙動を時間発展的に求めることができる。

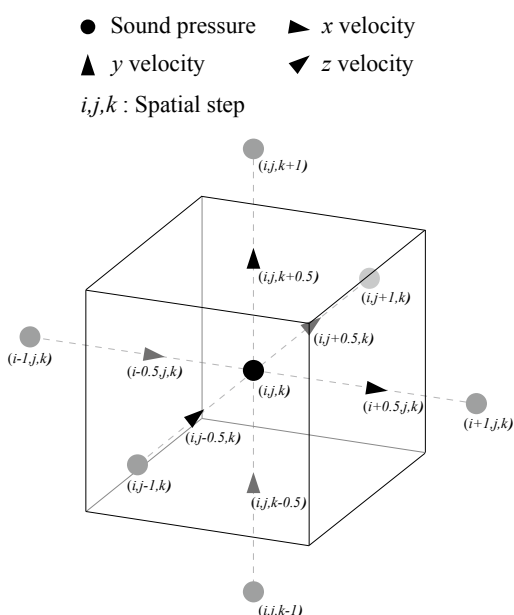


Fig. 2.1 Yee cell (three dimension)

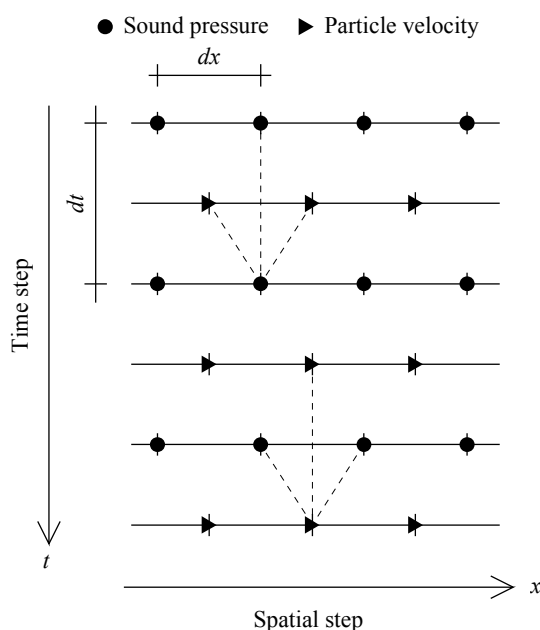


Fig. 2.2 Staggered grid (one dimension)

(1) 理論式

ここに、寸法が $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ [m] で密度が ρ_0 [kg/m³] の空気粒子があり、各面に音圧 p [N/m²] が加わっている状態を考える。この空気粒子の x, y, z 方向の変位を u_x, u_y, u_z [m] とする。この時、 $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ が微小量であることを考慮すれば、 x, y, z 方向の運動方程式は、

$$\rho_0 \frac{\partial^2 u_x}{\partial t^2} + \frac{\partial p}{\partial x} = 0 \quad (2.2)$$

$$\rho_0 \frac{\partial^2 u_y}{\partial t^2} + \frac{\partial p}{\partial y} = 0 \quad (2.3)$$

$$\rho_0 \frac{\partial^2 u_z}{\partial t^2} + \frac{\partial p}{\partial z} = 0 \quad (2.4)$$

となる。また、空気粒子の各面の変位を考え、 $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ が微小量であることを考慮すれば、空気粒子の体積の増分 ΔV [m³] は、

$$\Delta V = \left(\frac{\partial u_x}{\partial x} + \frac{\partial u_y}{\partial y} + \frac{\partial u_z}{\partial z} \right) \Delta x \Delta y \Delta z \quad (2.5)$$

と表される。一方、音圧と体積変化率の関係は体積弾性率 κ [N/m²] を介して、

$$p = -\kappa \frac{\Delta V}{V} \quad (2.6)$$

と表される。なお、体積弾性率と密度、及び、音速 c [m/s] には

$$\kappa = \rho_0 c^2 \quad (2.7)$$

の関係がある。ここで、式(2.5)を式(2.6)に代入すれば、

$$p = -\kappa \left(\frac{\partial u_x}{\partial x} + \frac{\partial u_y}{\partial y} + \frac{\partial u_z}{\partial z} \right) \quad (2.8)$$

となり、これを音圧に関する連続方程式と呼ぶ。また、すべての支配式を1階の偏微分方程式とするために、変位の時間微分を粒子速度に置き換える。ここで、 x, y, z 方向の粒子速度を v_x, v_y, v_z [m/s] とする。さらに、式(2.8)の両辺を時間微分すれば、式(2.2)~(2.4), (2.8)は、

$$\rho_0 \frac{\partial v_x}{\partial t} + \frac{\partial p}{\partial x} = 0 \quad (2.9)$$

$$\rho_0 \frac{\partial v_y}{\partial t} + \frac{\partial p}{\partial y} = 0 \quad (2.10)$$

$$\rho_0 \frac{\partial v_z}{\partial t} + \frac{\partial p}{\partial z} = 0 \quad (2.11)$$

$$\frac{\partial p}{\partial t} + \kappa \left(\frac{\partial v_x}{\partial x} + \frac{\partial v_y}{\partial y} + \frac{\partial v_z}{\partial z} \right) = 0 \quad (2.12)$$

と変形することができる。

FDTD法では、式(2.9)~(2.12)を用いて音波の解析を行う。しかし、音圧や粒子速度は空間や時間に関して連続的に変化しているため、これらの式をそのまま扱うことができない。そこで、空間や時間を離散化し、連続な関数を近似することで、計算を可能にする。

FDTD 法における離散化は、Fig. 2.1 や Fig. 2.2 のように、空間的にも時間的にも、音圧と粒子速度を離散化幅の半ステップずつ互い違いに配置する。ここで、空間ステップを i, j, k 、時間ステップを n と置き、空間ステップが i, j, k で時間ステップが n の時の音圧を $p^n(i, j, k)$ [N/m²]、空間ステップが $i+0.5, j, k$ で時間ステップが $n+0.5$ の時の x 方向の粒子速度を $v_x^{n+0.5}(i+0.5, j, k)$ [m/s]と表記する。この離散化によって、

$$f'(x) \cong \frac{f(x+h) - f(x-h)}{2h} \quad (2.13)$$

のように中心差分近似と呼ばれる方法を用いて近似することができる。よって、式(2.9)~(2.12)は、

$$\rho_0 \frac{v_x^{n+0.5}(i+0.5, j, k) - v_x^{n-0.5}(i+0.5, j, k)}{\Delta t} = -\frac{p^n(i+1, j, k) - p^n(i, j, k)}{\Delta x} \quad (2.14)$$

$$\rho_0 \frac{v_y^{n+0.5}(i, j+0.5, k) - v_y^{n-0.5}(i, j+0.5, k)}{\Delta t} = -\frac{p^n(i, j+1, k) - p^n(i, j, k)}{\Delta y} \quad (2.15)$$

$$\rho_0 \frac{v_z^{n+0.5}(i, j, k+0.5) - v_z^{n-0.5}(i, j, k+0.5)}{\Delta t} = -\frac{p^n(i, j, k+1) - p^n(i, j, k)}{\Delta z} \quad (2.16)$$

$$\frac{p^{n+1}(i, j, k) - p^n(i, j, k)}{\Delta t} = -\kappa \frac{v_x^{n+0.5}(i+0.5, j, k) - v_x^{n-0.5}(i-0.5, j, k)}{\Delta x} - \kappa \frac{v_y^{n+0.5}(i, j+0.5, k) - v_y^{n-0.5}(i, j-0.5, k)}{\Delta y} \quad (2.17)$$

$$- \kappa \frac{v_z^{n+0.5}(i, j, k+0.5) - v_z^{n-0.5}(i, j, k-0.5)}{\Delta z}$$

と近似できる。この式(2.14)~(2.17)において、最も時間ステップが大きい項のみを左辺に残し変形すると、

$$v_x^{n+0.5}(i+0.5, j, k) = v_x^{n-0.5}(i+0.5, j, k) - \frac{\Delta t}{\rho_0 \Delta x} \{p^n(i+1, j, k) - p^n(i, j, k)\} \quad (2.18)$$

$$v_y^{n+0.5}(i, j+0.5, k) = v_y^{n-0.5}(i, j+0.5, k) - \frac{\Delta t}{\rho_0 \Delta y} \{p^n(i, j+1, k) - p^n(i, j, k)\} \quad (2.19)$$

$$v_z^{n+0.5}(i, j, k+0.5) = v_z^{n-0.5}(i, j, k+0.5) - \frac{\Delta t}{\rho_0 \Delta z} \{p^n(i, j, k+1) - p^n(i, j, k)\} \quad (2.20)$$

$$p^{n+1}(i, j, k) = p^n(i, j, k) - \kappa \frac{\Delta t}{\Delta x} \{v_x^{n+0.5}(i+0.5, j, k) - v_x^{n-0.5}(i-0.5, j, k)\} - \kappa \frac{\Delta t}{\Delta y} \{v_y^{n+0.5}(i, j+0.5, k) - v_y^{n-0.5}(i, j-0.5, k)\} - \kappa \frac{\Delta t}{\Delta z} \{v_z^{n+0.5}(i, j, k+0.5) - v_z^{n-0.5}(i, j, k-0.5)\} \quad (2.21)$$

と変形できる。式(2.18)~(2.20)により、任意の空間、及び、時間ステップの粒子速度は、同じ空間ステップの1時間ステップ前の粒子速度と、隣接する空間ステップの半時間ステップ前の音圧によって求めることができる。同様に、式(2.21)により、任意の空間、及び、時間ステップの音

圧は、同じ空間ステップの1時間ステップ前の音圧と、隣接する空間ステップの半時間ステップ前の粒子速度によって求めることができる。Fig. 2.2の破線に、音圧、ないしは、粒子速度を求めるためには、どの空間ステップ、及び、時間ステップの粒子速度、ないしは、音圧を参照する必要があるのかを示しているので参照されたい。以上より、初期条件さえわかれば、式(2.18)~(2.20)と式(2.21)を全空間ステップについて交互に計算することで、音圧分布、及び、粒子速度分布を時間発展的に求めることができる。

(2) 音源 [9]

ここまでは、音源からの出力がない状態での支配式の計算方法について述べた。しかし、実際には励振条件として音源を与えなければならない。音源をFDTD法に導入する方法として、初期条件として粒子速度分布も音圧分布も0とみなせる場のある1点に時間波形を与える方法を用いる。音源位置を i_d, j_d, k_d 、体積速度信号を $Q(t)$ [m^3/s]とすると、式(2.21)の右辺に音源項を追加して、

$$\begin{aligned}
 p^{n+1}(i_d, j_d, k_d) &= p^n(i_d, j_d, k_d) \\
 &- \kappa \frac{\Delta t}{\Delta x} \{v_x^{n+0.5}(i_d + 0.5, j_d, k_d) - v_x^{n+0.5}(i_d - 0.5, j_d, k_d)\} \\
 &- \kappa \frac{\Delta t}{\Delta y} \{v_y^{n+0.5}(i_d, j_d + 0.5, k_d) - v_y^{n+0.5}(i_d, j_d - 0.5, k_d)\} \\
 &- \kappa \frac{\Delta t}{\Delta z} \{v_z^{n+0.5}(i_d, j_d, k_d + 0.5) - v_z^{n+0.5}(i_d, j_d, k_d - 0.5)\} \\
 &\quad + \frac{\kappa \Delta t}{\Delta x \Delta y \Delta z} Q^n
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

とすればよい。ここで、 $Q^n = Q((n - 0.5)\Delta t)$ である。本論文では、

$$Q(t) = M \exp[-A(t - t_0)^2] \tag{2.23}$$

で表されるガウシアンパルスを用いる。ここで、 M は体積速度のピーク値、 A は急峻さに関する係数、 t_0 はピーク時刻である。しかし、ガウシアンパルスを音源として与えると、受音点で音圧を観測しても、インパルス応答を得ることができない。そのため、インパルス応答を得るためには、逆フィルタをかける必要がある。この逆フィルタに関しては2.3節で詳しく説明する。

(3) PML (Perfectly matched layer : 完全吸収層) [10]

FDTD法では空間を離散化して計算を行うため、閉領域しか計算することができない。そのため、開領域を計算するためには、境界以降の領域を模擬するための無反射境界を導入する必要がある。FDTD法に無反射境界を導入する一番簡単な方法は垂直入射インピーダンス境界で吸音率を1とすることだが、斜めに入射する音波に対しては、吸音率が1でなくなるため、完全な無反射境界とはならない。現在、あらゆる方向からの入射に対して最も無反射境界を表現できる方法がBerenger[10]が提案したPMLである。PMLは、すべての軸方向について、隣接する媒質と特性インピーダンスが等しく、かつ、伝搬中に波が減衰するような非物理媒質で構成されている。Berengerが提案したのは電磁波用のPMLであるが、弾性波用のPMLもChewら[11]により定式化されている。PMLを用いることで、自由空間などの開領域の計算が可能になるが、多くのメモリと計算時間が必要となる。

2.2 幾何音響理論

幾何音響理論では、音の波動性を無視し、音を幾何学的に扱うことで音場を記述する。計算や可視化が容易である一方、音の波動性を無視しているため、波動現象が起こりやすい低音域において特に真値と誤差が生じる可能性が高い。幾何音響理論に基づく代表的な解析手法として音線法と虚像法が挙げられる。しかし、両手法ともに欠点がある。それを補うために、音線法と虚像法を組み合わせたバックトレース法とよばれるものが提案された。本論文では、このバックトレース法を採用する。バックトレース法の基本は音線法と虚像法であるため、本節では、まず音線法と虚像法を説明した後、バックトレース法について説明する。

2.2.1 音線法 [12]

音線法とは、音線と呼ばれる単位エネルギーの進行経路を用いて、その反射履歴を追跡する計算手法である。音線は、最短経路を通るという Fermat の法則に則するため、温度および密度が均一な媒質中を進行する場合、音線は直進する。また、音線は壁面にぶつくと鏡面反射する (Fig. 2.3)。

(1) 音源

建築音響で用いられる場合の音線法では、無指向性の音源を与える場合が多い。無指向性の音源を与えるには、音線数を決定した後、等立体角[13]になるように単位エネルギーを持った音線を音源位置から放射する (Fig. 2.4)。無指向性音源の場合、距離が離れていくにつれて音線の間隔が広がるため、単位面積当たりに入射する音線の数が減る。この音線数の減少が音線法における距離減衰の考え方である。

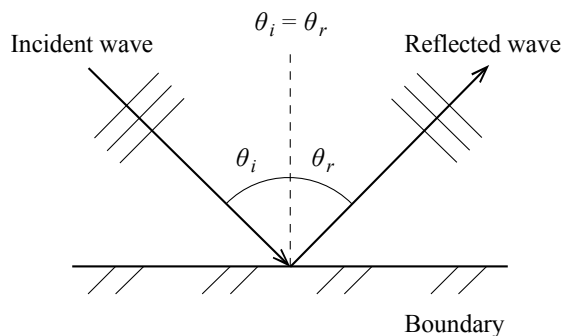


Fig. 2.3 Specular reflection

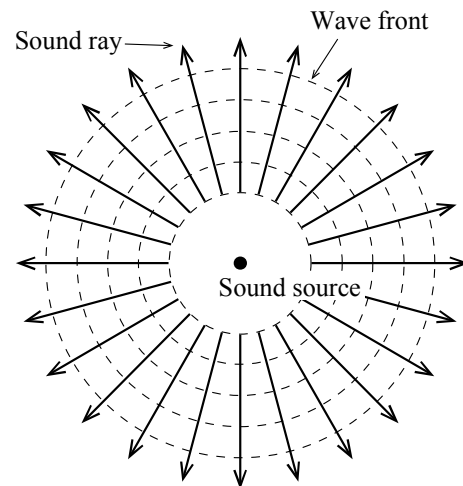


Fig. 2.4 Omni-directional sound source

(2) 境界面の扱い

境界面に入射した音波のエネルギー E_i は反射するエネルギー E_r 、境界内部で欠損するエネルギー E_l 、及び、透過するエネルギー E_t に分けられる (Fig.2.5)。このとき、エネルギー保存則から、

$$E_i = E_r + E_l + E_t \quad (2.24)$$

が成り立つ。このとき、入射するエネルギーと反射するエネルギーの比を反射率 r といい、

$$r = \frac{E_r}{E_i} \quad (2.25)$$

と表される。また、このとき、吸音率 α は、

$$\alpha = 1 - \frac{E_r}{E_i} \quad (2.26)$$

と表される (Fig. 2.6)。音線法において、音線が境界面にぶつかったとき、反射する音線のエネルギーは、境界面の吸音率を α とすると、反射率は $1-\alpha$ となるので、

$$E_r = E_i(1 - \alpha) \quad (2.27)$$

となる。また、斜入射を考慮する場合、入射角度を θ とすると、吸音率は $\alpha \times \cos\theta$ となり、反射する音線のエネルギーは、

$$E_r = E_i(1 - \alpha \cos\theta) \quad (2.28)$$

となる (Fig. 2.7)。

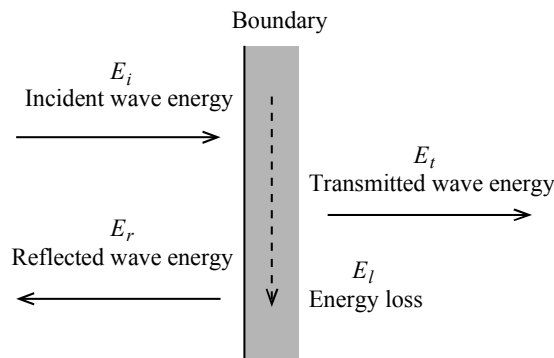


Fig. 2.5 Sound wave energy on boundary

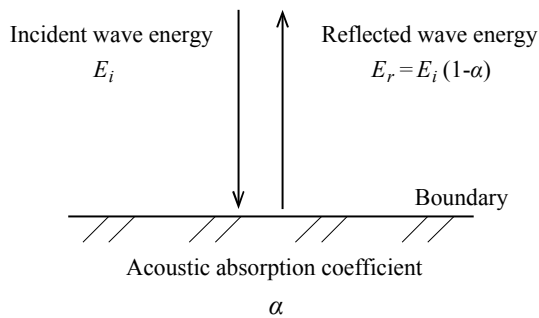


Fig. 2.6 Treatment of sound wave energy on boundary

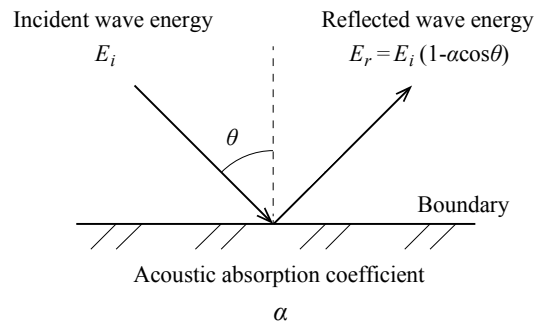


Fig. 2.7 Oblique incidence

(3) 判定

音線経路を追跡するために、音線がどの壁面でぶつかるかを判定する必要がある。そのためにまず壁面の法線ベクトルを求める。ここでは、閉空間であれば、法線ベクトルが内向きになるように設定することとする。法線ベクトルの向きは、頂点の順番と Fig. 2.8 のように対応させる。次に、法線ベクトルと音線の内積を求める。内積が負のとき、音線はその壁面に向かっていると判定できる (Fig. 2.9)。壁面に向かっていると判定できた後、音線と壁面の交点が、壁面内にあるかどうか判定する。壁面の頂点と交点の座標を Fig. 2.10 に示す。頂点と交点の座標の間には

$$\begin{aligned} ax_1 + bx_2 + cx_3 &= x_n \\ ay_1 + by_2 + cy_3 &= y_n \\ az_1 + bz_2 + cz_3 &= z_n \end{aligned} \quad (2.29)$$

の関係がある。このとき $0 \leq a, b, c \leq 1$ 、かつ、 $a + b + c = 1$ のとき、壁面内に交点があると判定することができる。しかし、室形状によっては Fig. 2.11 に示すように、交点が2つ現れる可能性がある。その場合、近いほうの交点を真の交点と判定する。

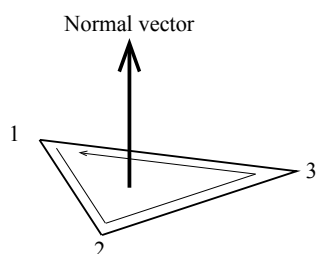


Fig. 2.8 Normal vector

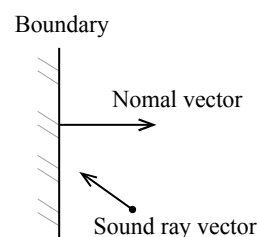


Fig. 2.9 Judgment of ray vector

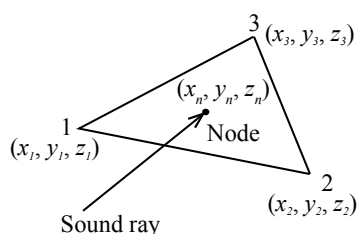


Fig. 2.10 Judgment of node in wall

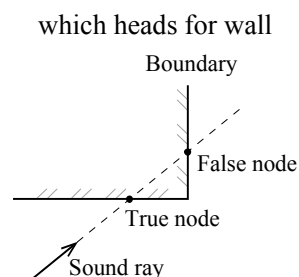


Fig. 2.11 Judgment of true node

(4) 受音判定

音線が壁面から壁面に向かっていく間に受音点を通過しているかを判定する。判定方法として、受音点と音線の最短距離を求め、その距離が設定した受音半径以内であれば受音したと判定する。受音したと判定した場合には、受音したときの時刻とエネルギーを記録する。

(5) 計算手順

Fig. 2.12 に音線法のフローチャートを示す (プログラムの表記は Fortran に準ずる)。まず、室形状や基本情報を入力し、壁面の法線ベクトルを算出すると共に、音源を作成する。次に、音線を追跡しながら、受音判定を行う。最後に、同時刻に受音した音線のエネルギーを足し合わせ、結果を出力する。

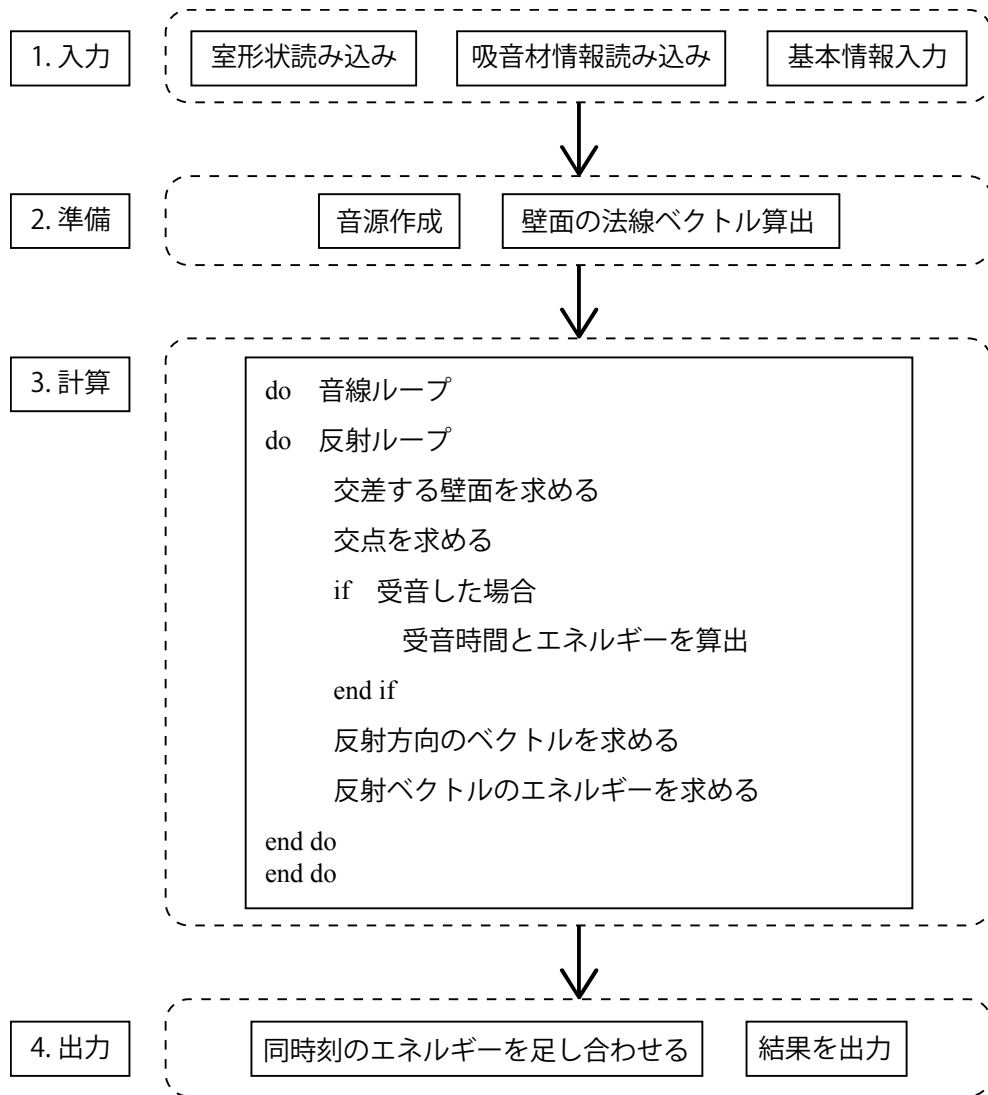


Fig. 2.12 Flow chart of ray tracing

(6)特徴

音線法は計算や可視化が容易であるという利点がある一方、音線数や受音半径の設定によってさまざまな誤差が生じてしまう。Fig. 2.13 は音線数が少ない、もしくは、受音半径が小さいために、受音されるべき経路が、受音されたと判定されない場合を示したものである。また、Fig. 2.14 は受音半径が大きすぎるために、受音しないはずの経路が受音したと判定される場合を示したものである。

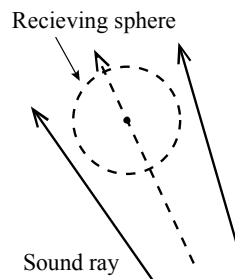


Fig. 2.13 Fault of ray tracing

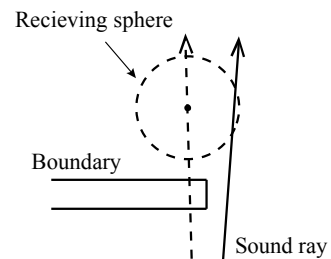


Fig. 2.14 Fault of ray tracing

2.2.2 虚像法 [14]

虚像法とは、壁面に対する虚音源を作成し、その虚音源群、および、実音源からのそれぞれの寄与を各反射音、および、直接音の強さとし、それらの総和を算出することによって、ある点の音の強さを求める手法である。虚像法では音線法と同様に、音は直進し、鏡面反射すると仮定する。しかし、距離減衰の考え方は音線法と異なり、虚音源ごとに距離の逆 2 乗則を考慮する必要がある。

(1) 音源

虚像法では、実音源と虚音源に単位エネルギーを与える。音線法では、音源から無数の音線を放射していたが、虚像法では、各音源と受信点を結び、各音源から受信点までの経路を考える。その経路が、実際に到達可能な経路かどうかを判定し、その経路が到達可能な経路であれば、虚音源ごとの距離減衰と反射壁面による吸音を計算し、受信点でのエネルギーと到達時間を算出する。

また、室内の総壁面数 m 、最大反射次数 k とすると、虚音源の総数 N は

$$N = \sum_{i=1}^k m(m-1)^{i-1} \quad (2.30)$$

と表せる。

(2) 境界面の扱い

境界面の扱いは音線法と同様であるため、2.2.1 項の(2)を参照されたい。

(3) 判定

作成された虚音源が有効なものかどうか、すなわち、受信点まで到達可能な経路を持つかどうかを判定する必要がある。矩形の室であれば、経路としては全虚音源が有効となる。しかし、遠くにある虚音源は距離減衰や壁面による吸音によって、受信点に到達するころには、ほぼ 0 となり、実質的には無効な虚音源となる場合がある。

一方、不整形な室の場合、経路として成立する虚音源を判定するには複雑なプロセスが必要である。本論文では詳細は割愛するので、Borish[14]の文献などを参照されたい。

(4) 計算手順

Fig. 2.15 に虚像法のフローチャートを示す (プログラムの表記は Fortran に準ずる)。まず、壁面に対する虚音源を、式(2.30)に基づく個数だけ作成し、有効な経路の虚音源を判定する。次に、有効な経路の虚音源のみ、音源と虚音源を結び、それぞれの距離減衰と壁面による吸音を算出し、受信点におけるエネルギーと到達時刻を算出する。最後に、同時刻のエネルギーを足し合わせ、結果を出力する。

(5) 特徴

虚像法では、方向、相対的なインテンシティ、及び、到達時間が音線法に比べて正確に求まる。したがって、初期反射音構造の検討やエコー障害のチェック、反射音の指向性の検討に有効である。しかし、式(2.30)に示した数の虚音源を作成が必要となるが、総壁面数や最大反射次数が多い場合には、一般的にその多くは有効でない虚音源であることが多く、計算効率が悪いという欠点がある。

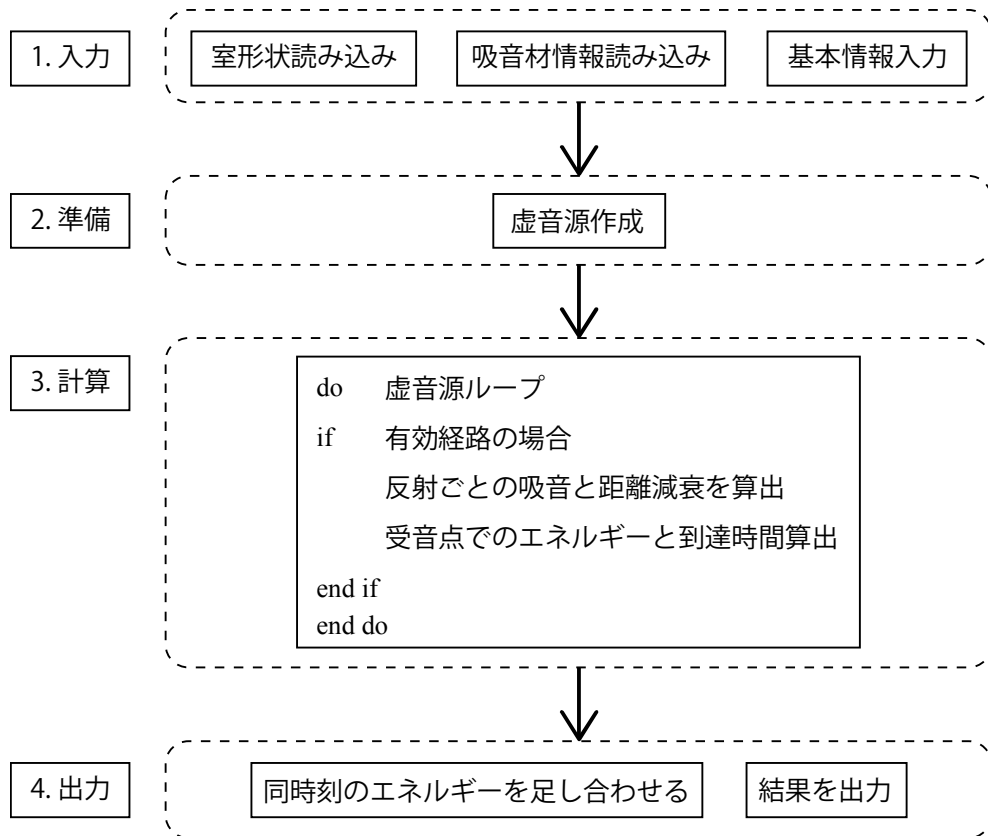


Fig. 2.15 Flow chart of image source

2.2.3 バックトレース法 [15]

バックトレース法とは、音線法と虚像法を組み合わせることにより、音線法の誤差を少なくし、かつ、虚像法の計算効率の悪さを補う手法である。

(1) 計算手順

Fig. 2.16 にバックトレース法のフローチャートを示す(プログラムの表記は Fortran に準ずる)。まず、音線法によって反射経路のみを抽出し、その反射経路に基づいて虚音源を作成する。その虚音源が有効なものかを判定した後、有効虚音源のみを対象に虚像法により計算を行う。

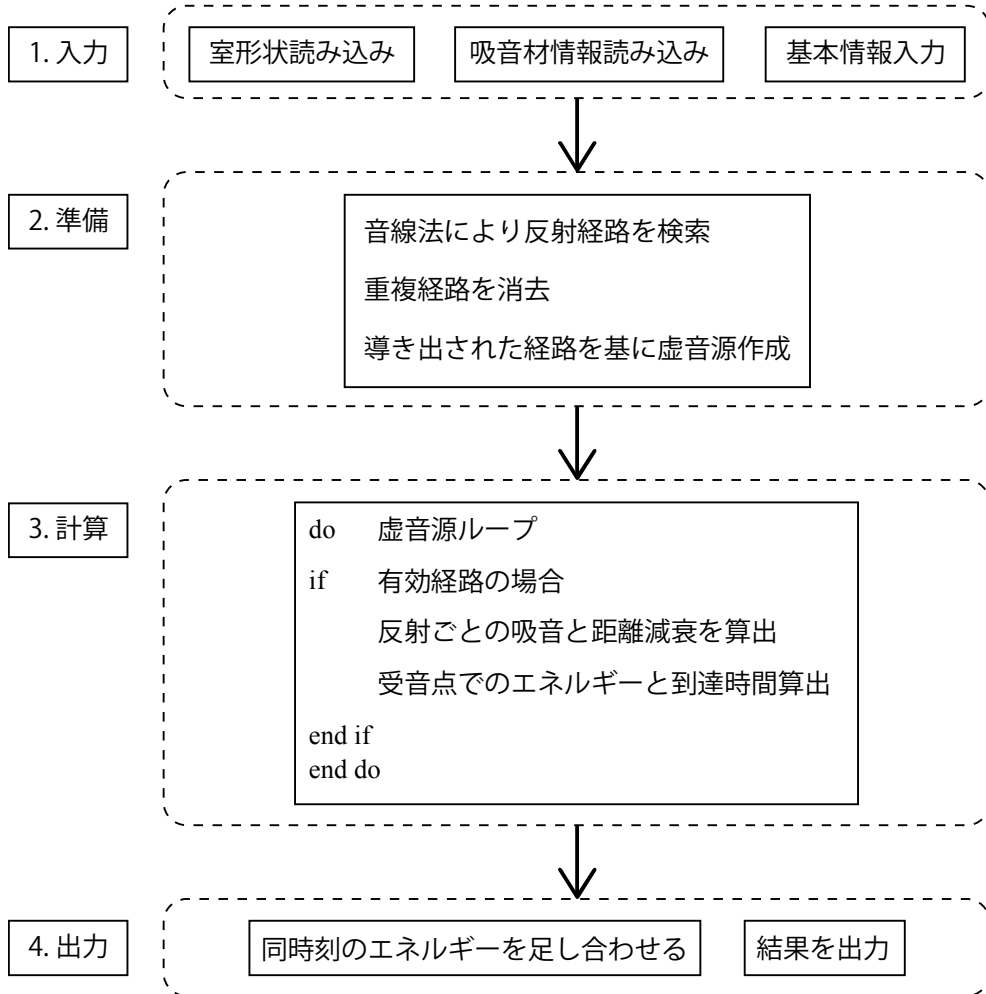


Fig. 2.16 Flow chart of backtracing method

(2) 判定

バックトレース法における有効虚音源の判定は、虚像法における有効虚音源の判定ほど複雑なものではなく、音線法によって導き出された反射経路どおりに、虚音源がその反射経路をたどれるかどうかで判定を行う。Fig. 2.17 は音線法によって 1→4 という反射経路を通して受音しており、それに基づいて虚音源を作成し、虚音源と受音点を結ぶと、同じように 1→4 と反射しているので、有効虚音源と判定できる場合を示したものである。Fig. 2.18 は音線法によって 1→8 という反射経路を通して受音しており、それに基づいて虚音源を作成し、虚音源と受音点を結ぶと、1→8 と反射した後に 5 にぶつかっており、音線法によって導かれた反射経路とは異なる反射経路を通して

いるため、無効虚音源と判定される場合を示したものである。

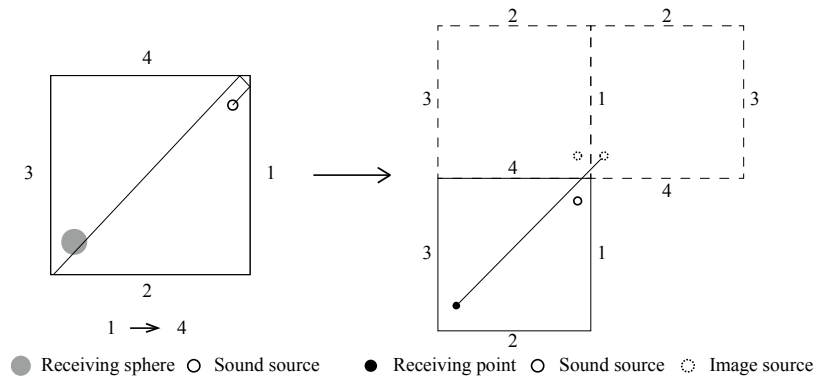


Fig. 2.17 Valid image source

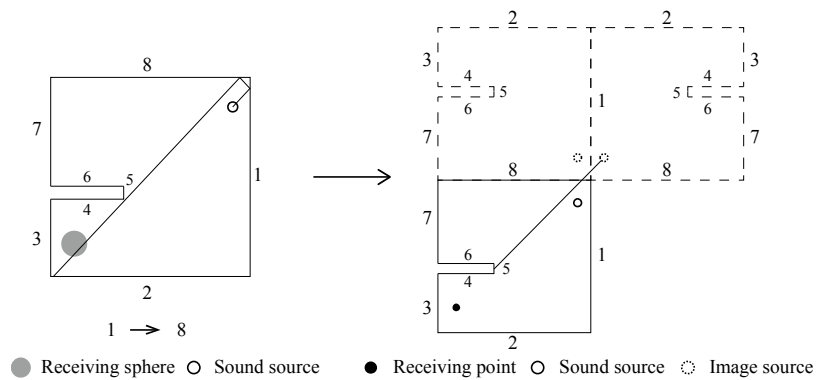


Fig. 2.18 Invalid image source

(3) 精度

Voländer[15]は、この手法を用いて計算することにより、音線法による受音領域を比較的大きく取り、かつ、音線数を減らしても、計算精度を保てることを示し、計算時間の大幅な短縮が可能になったと報告している。

2.3 フィルタ

波動音響理論と幾何音響理論によって求められた計算結果を合成するためには、それぞれの解析理論で対象とする周波数範囲の値のみを抽出する必要がある。そのために用いるのが帯域通過フィルタであり、本論文では帯域通過フィルタとしてバタワースフィルタを用いる。また、それ以外にも 2.1.1 項で述べた、FDTD 法の計算において、音源にガウシアンパルスを与えてインパルス応答を求めるための、逆フィルタを用いる。本節ではこの 2 つのフィルタについて述べる。

2.3.1 バタワースフィルタ [16]

バタワースフィルタはフィルタ回路の一種で、通過帯域が可能な限り平坦な周波数特性となるように設計されており、理想低域通過フィルタを最もよく近似するテイラー級数近似をもつフィルタである。 n 次のバタワース低域通過フィルタの伝達関数は、

$$H(s) = \frac{1}{s^n + a_1 s^{n-1} + a_2 s^{n-2} + \cdots + a_{n-1} s + a_n} \quad (2.31)$$

と表される。1~5 次のバタワース低域通過フィルタの伝達関数は、

$$H(s) = \frac{1}{s+1} \quad (2.32)$$

$$H(s) = \frac{1}{s^2 + 1.4142s + 1} \quad (2.33)$$

$$H(s) = \frac{1}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1} \quad (2.34)$$

$$H(s) = \frac{1}{(s^2 + 0.7654s + 1)(s^2 + 1.8478s + 1)} \quad (2.35)$$

$$H(s) = \frac{1}{(s+1)(s^2 + 0.6180s + 1)(s^2 + 1.6180s + 1)} \quad (2.36)$$

と表される。ここで、角周波数を ω とすると、 $s = i\omega$ と表すことができる。

ここまで示した式はカットオフ周波数 1 のローパスフィルタの伝達関数である。これをカットオフ周波数 ω_0 のローパスフィルタに変換するには、 $s = s/\omega_0$ とすればよい。カットオフ周波数 ω_0 のハイパスフィルタに変換するには、 $s = \omega_0/s$ とすればよい。また、中心周波数 ω_0 、バンド幅 $\Delta\omega$ のバンドパスフィルタに変換するには、 $s = \Delta\omega s / (s^2 + \omega_0^2)$ とすればよい。

バタワースフィルタのインパルス応答 $h(t)$ は、 $H(s)$ の逆ラプラス変換によって得られる。また、バタワースフィルタへの入力を $X(s)$ 、出力 $Y(s)$ をとしたとき

$$Y(s) = H(s)X(s) \quad (2.37)$$

が成り立つ。よって、 $y(t)$ は

$$y(t) = \int_0^t h(t-\tau)x(\tau)d\tau \quad (2.38)$$

から得られる

2.3.2 逆フィルタ [17]

逆フィルタとは伝達関数の逆特性を持つフィルタのことで、周波数を ω 、伝達関数を $G(\omega)$ とすると、逆フィルタの特性は

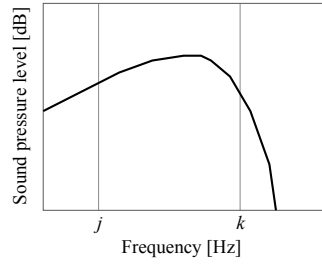
$$H(\omega) = \frac{1}{G(\omega)} \quad (2.39)$$

と表される。逆フィルタをかけることで、変形してしまった信号を元に戻すことができる。FDTD法の計算において、音源としてガウシアンパルスを考えるが、これは体積速度として与えられる。それによって生じる対象周波数範囲の音圧の伝達関数は平坦にはならない。そのため、FDTD法でインパルス応答を得るためには、対象周波数範囲の音圧の伝達関数が平坦な特性となるように逆フィルタをかける必要がある。手順としては、音場に音源を与えたときの対象周波数範囲の音圧の伝達関数が平坦になるような逆フィルタを生成し、求めた計算結果にその逆フィルタをかけることで、FDTD法でもインパルス応答を求めることができる。Fig. 19に逆フィルタを生成する際の流れを示す。

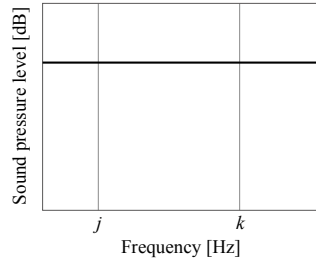
また、本論文ではハイブリッド解析を行う際、位相の差異と振幅の差異を補正する処理をおこなうが、その際、理想的な伝達関数が得られない。そのため、理想的な伝達関数に戻すために、逆フィルタを用いる。詳細は2.4節で述べる。

Target frequency range
 $j \sim k$ Hz

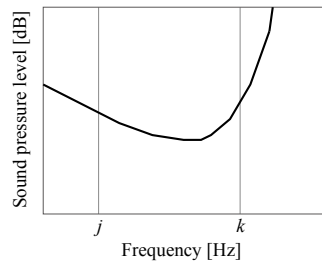
Frequency response of the gaussian pulse



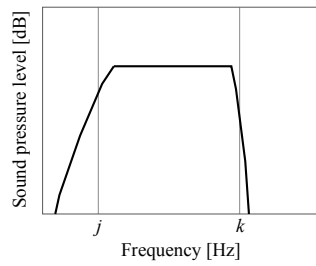
Frequency response of the impulse



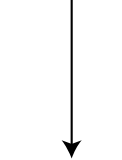
Take the inverse number



Filtered



Multiply



Inverse filter

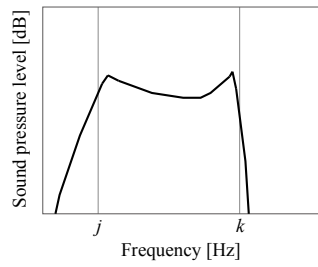


Fig. 2.19 Flow chart of inverse filter

2.4 ハイブリッド解析

本論文で提案するハイブリッド解析手法は、ある周波数を境に幾何音響理論と波動音響理論に基づく計算結果を合成する。本論文では幾何音響理論に基づく解析手法としてバックトレース法、波動音響理論に基づく解析手法として FDTD 法を用いている。しかし、バックトレース法と FDTD 法では与えることのできる音源の性質が異なるため、二つの計算手法の計算結果をそのまま合成することはできない。そこで、その音源の差異を補正するための振幅と位相に関する係数を求め、それぞれの計算結果に適用することで合成を可能とする方法を提案する。

まず、上記の補正係数を求めるため、それぞれの解析手法で自由空間における音源・受音点間のインパルス応答を求め、その計算結果にそれぞれバターワース帯域通過フィルタをかける。得られた信号をフーリエ変換すれば、周波数ごとに複素数の値が得られ、この複素数の絶対値が振幅、偏角が位相を表している。振幅の補正係数は、フィルタによって抽出した対象周波数範囲の振幅の平均値の比をとることによって、位相の補正係数は、全周波数についてそれぞれの位相の差をとることによって求める。この位相と振幅の係数を用いて解析対象空間のバターワース帯域通過フィルタをかけた後のインパルス応答を周波数領域で補正する。振幅の補正係数は絶対値に掛け合わせ、位相の補正係数は偏角に足し合わせる。その後、得られた応答をそれぞれ逆フーリエ変換し、時間領域でそれぞれの音圧を足し合わせることで二つの計算結果を合成する。しかし、足し合わせた結果の周波数応答は、低音域や境目の周波数付近で値が大きくなるため、平坦な周波数応答を得られない。Fig. 2.20 に自由空間を対象としたハイブリッド解析の周波数応答を示す。自由空間の周波数応答のグラフは平坦でなければならないが、Fig. 2.20 では平坦になっていないことがわかる。これを解消するために、自由空間を対象としたハイブリッド解析の対象周波数範囲の伝達関数が平坦となるような逆フィルタを作成し、対象空間のハイブリッド解析の結果に作成した逆フィルタをかける。逆フィルタの作成方法は Fig. 2.19 を参照されたい。これにより、より理想的な周波数応答を得ることができる。

以上がハイブリッド解析の手順である。Fig. 2.21 にハイブリッド解析のフローチャートを示す。また、Fig. 2.22 に振幅と位相を補正する際の詳しい流れを示す。

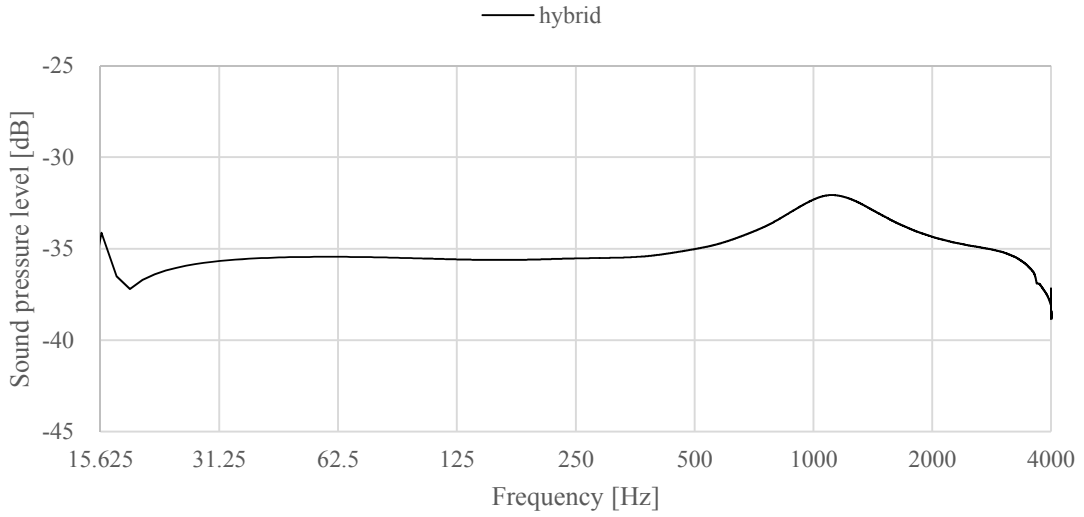


Fig. 2.20 Frequency response of free space

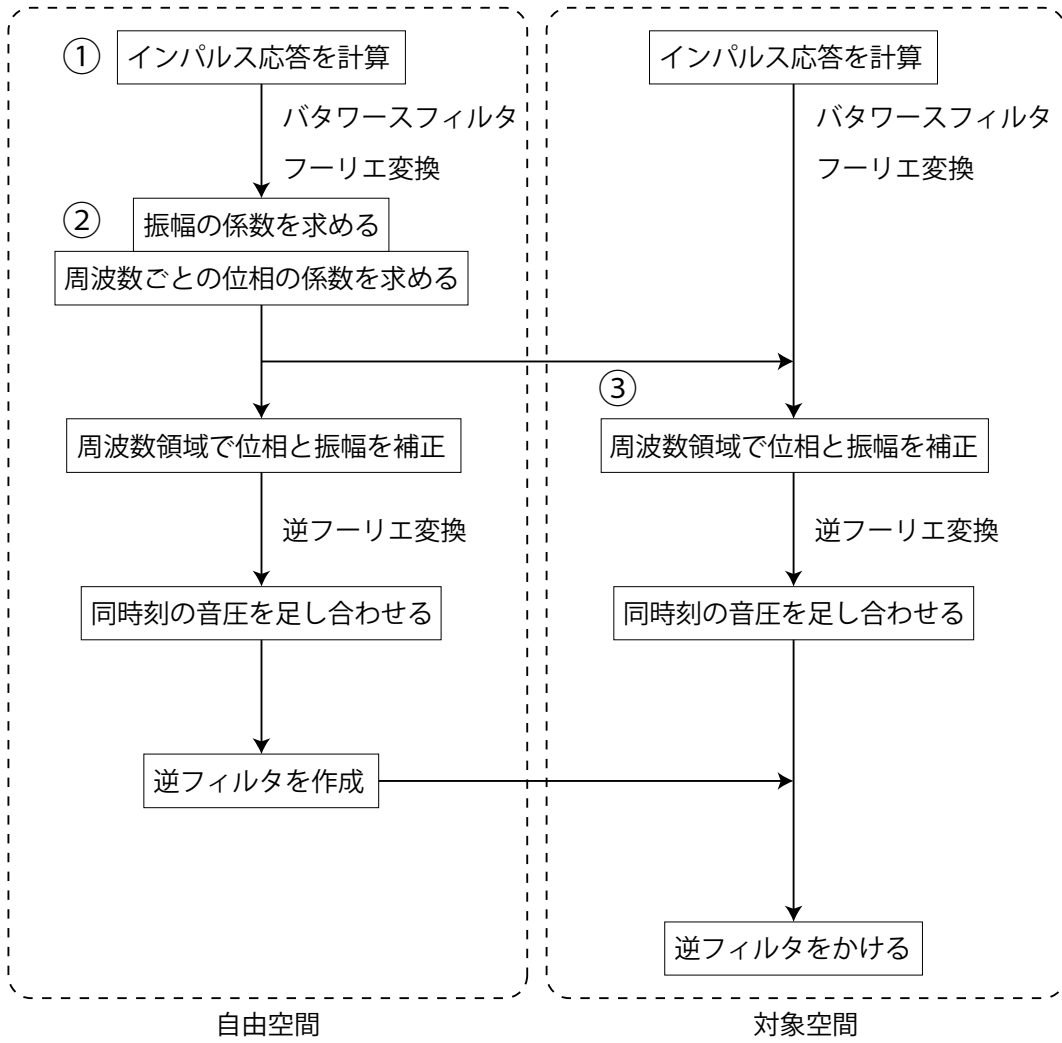


Fig. 2.21 Flow chart of hybrid analysis

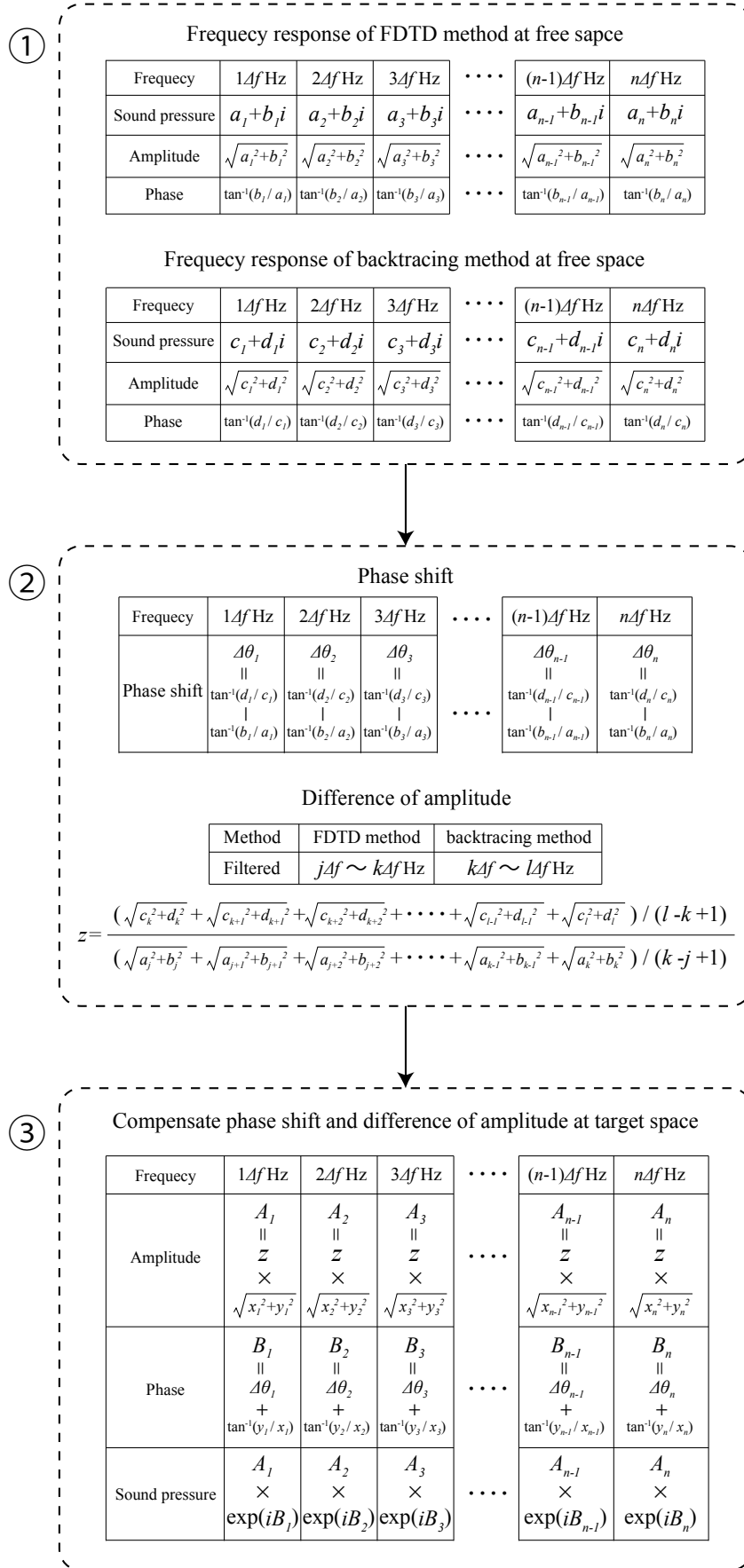


Fig. 2.22 Flow chart of compensating phase shift and difference of amplitude

2.5 評価方法

ハイブリッド解析手法を評価するに当たり、本論文では、別途 FDTD 法によって対象周波数全域を計算し、その結果を真値とする。時間応答のグラフはハイブリッド解析と FDTD 法（真値）、周波数応答のグラフはハイブリッド解析と FDTD 法（真値）に加えて、参考のためのバックトレース法を比較し、どの程度値が一致しているかを相対的に評価する。3 章に示す周波数応答のグラフは、各結果を 10 dB 程度ずつずらして表示している。時間応答のグラフは、縦軸の値の最大値が 1 となるように調整する。また、横軸に関しては、音源と受音点の位置がわかれば、その二点間の距離と音速よりおおよその直接音の到達時間を求めることができるので、一本目のピーク時間がその到達時間と同じになるように調整する。

第3章 計算結果

小さくて単純な形の空間を想定してハイブリッド解析の実現性を検討する。本論文では、そのモデルとして4つのパターンを考える。そのうち、モデル1~3は開領域が対象となっており、壁面は無限大平面とする。そのため、FDTD法の計算ではPMLを設置することによってそれらを表現する。モデルの形状などは次節以降でそれぞれ述べる。それ以外の共通の条件をTable 3.1~3.3に示す。

また、ハイブリッド解析を行う際に用いる自由空間の計算について、Table 3.4にFDTD法での計算時間の表を示す。

Table 3.1 Calculation condition of hybrid analysis

音速	343.5 m/s
最大計算時間	0.7 s
時間離散化幅	2.3056×10^{-5} s
境界周波数	1,000 Hz
壁面の垂直入射吸音率	0.1833

Table 3.2 Calculation condition of FDTD method

空間離散化幅	0.02 m
解析対象周波数	15.625~1,000 Hz
音源	ガウシアンパルス
ガウシアンパルス最大値	$1.0 \text{ m}^3/\text{s}$
ガウシアンパルス係数	1.0×10^7
ガウシアンパルス中心時間	1.0×10^{-3} s
PML 層数	32 層
PML テーパー乗数	4.0
PML 減衰係数最大値	-120 dB

Table 3.3 Calculation condition of backtracing method

音線数	100,489 本
受信半径	0.05 m
最大反射回数	100 回

Table 3.4 Calculation time of free space

対象周波数範囲	15.625～1000 Hz
メモリ	(Intel Xeon CPU E5-2687W v3 3.1 GHz) × 2
使用メモリ	90 MB
計算時間	8 分

3.1 モデル 1

3.1.1 条件

Fig. 3.1 にモデル 1 の形状を示す。モデル 1 では、受信点付近に壁面を 1 枚配置する。

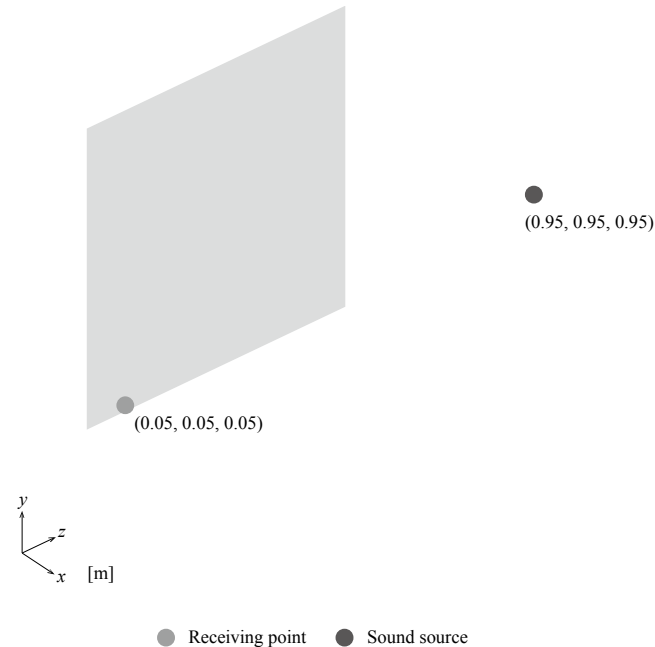


Fig. 3.1 Shape of model 1

3.1.2 結果

Fig. 3.2 にモデル 1 の時間応答のグラフ、Fig. 3.3 にモデル 1 の周波数応答のグラフを示す。また、Table 3.5 にモデル 1 の計算時間を比較した表を示す。モデル 1 では壁面一枚の近くに受信点があるため、直接音到達後すぐに反射音が 1 つ現れる。Fig. 3.2 をみると、ハイブリッド解析は理想どおり直接音到達後すぐに反射音が 1 つ現れているのがわかる。FDTD 法に関しては直接音しか現れていないように見られるが、与えたガウシアンパルスがあまり急峻でなく、かつ、壁面付近に受信点を配置していたことで、直接音と反射音の到達時間の間隔が狭く、足しあわされて 1 つに見えるものと考えられる。モデル 2 以降も同じ現象が起きていると考えられるので注意されたい。Fig. 3.3 をみると、ほぼ一致した周波数特性が得られている。

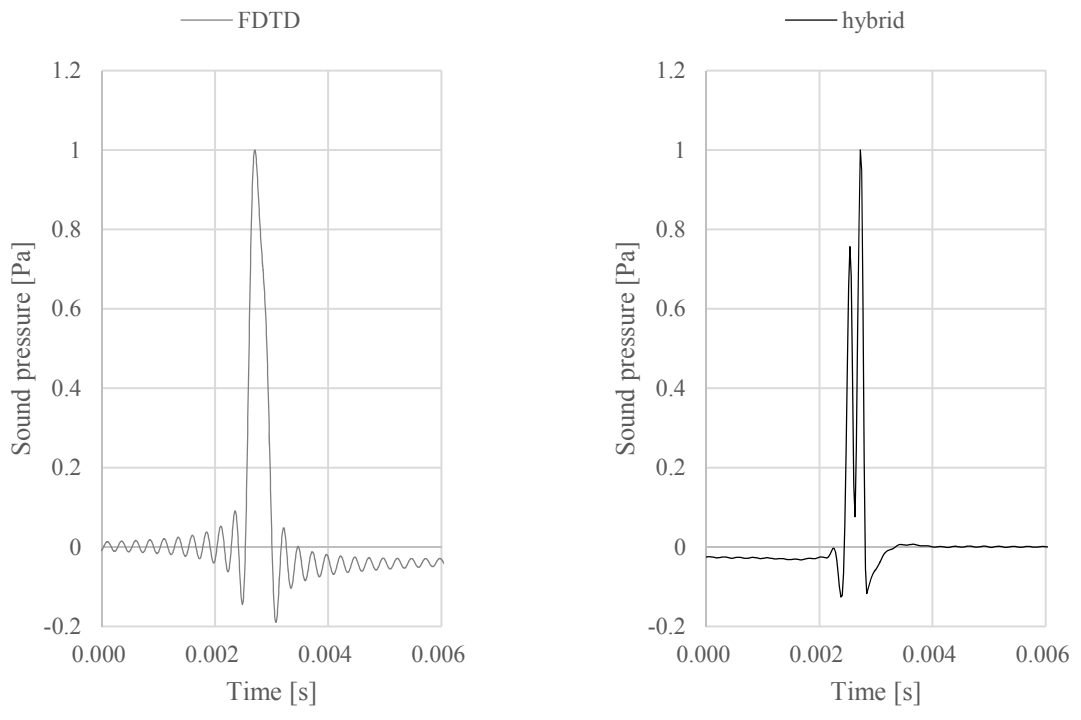


Fig. 3.2 Comparison of time response of model 1

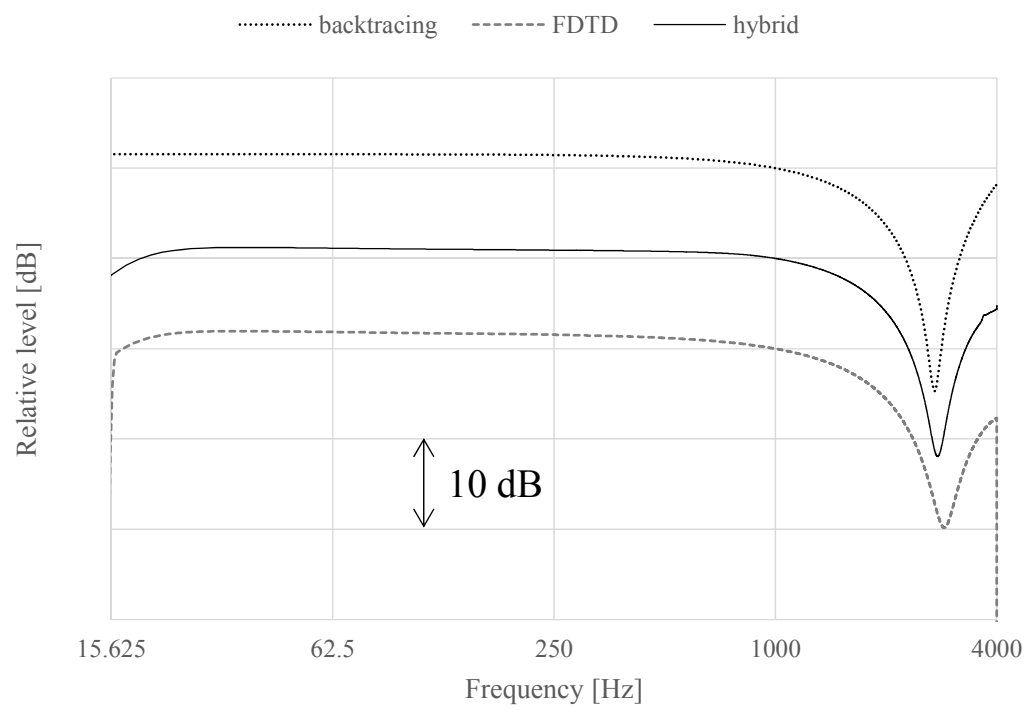


Fig. 3.3 Comparison of frequency response of model 1

Table 3.5 Calculation time of model 1

解析手法	FDTD 法		バックトレース法
対象周波数範囲	15.625~4,000 Hz	15.625~1,000 Hz	
メモリ	(Intel Xeon CPU E5-2687W v3 3.1 GHz) × 2		Intel Xeon CPU E5-1650 3.2 GHz
使用メモリ	1.5 GB	70 MB	3.8 GB
計算時間	11 時間 41 分	6 分	2 秒

3.2 モデル 2

3.2.1 条件

Fig. 3.4 にモデル 2 の形状を示す。モデル 2 では、平行になるように 1 m 離して壁面を 2 枚配置する。

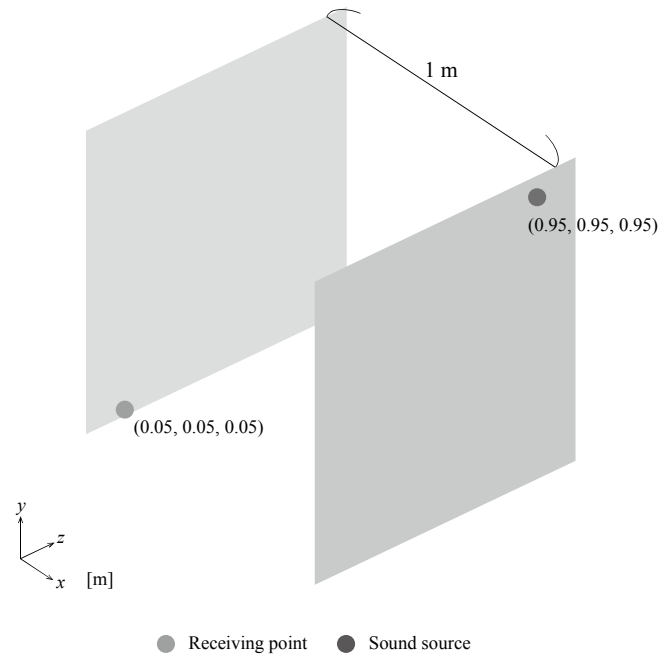


Fig. 3.4 Shape of model 2

3.2.2 結果

Fig. 3.5 にモデル 2 の時間応答のグラフ、Fig. 3.6 にモデル 2 の周波数応答のグラフを示す。また、Table 3.6 にモデル 2 の計算時間を比較した表を示す。Fig. 3.5 を見ると、FDTD 法では、直接音が到達した後、多重反射して減衰した音がほぼ等間隔の時刻に到達しているのがわかる。ハイブリッド解析でも、同じようになっているのがわかる。Fig. 3.6 を見ると、ピークやディップの位置や値など良く一致しているが、2,000 Hz 付近のディップの現れる周波数が少しずれているのがわかる。

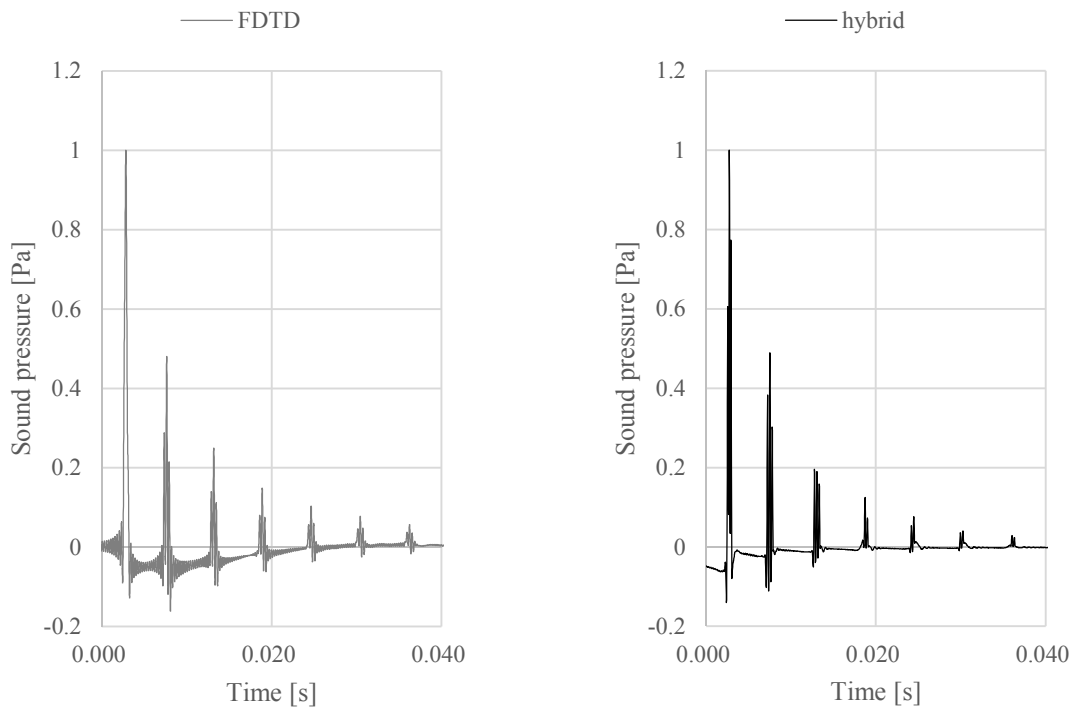


Fig. 3.5 Comparison of time response of model 2

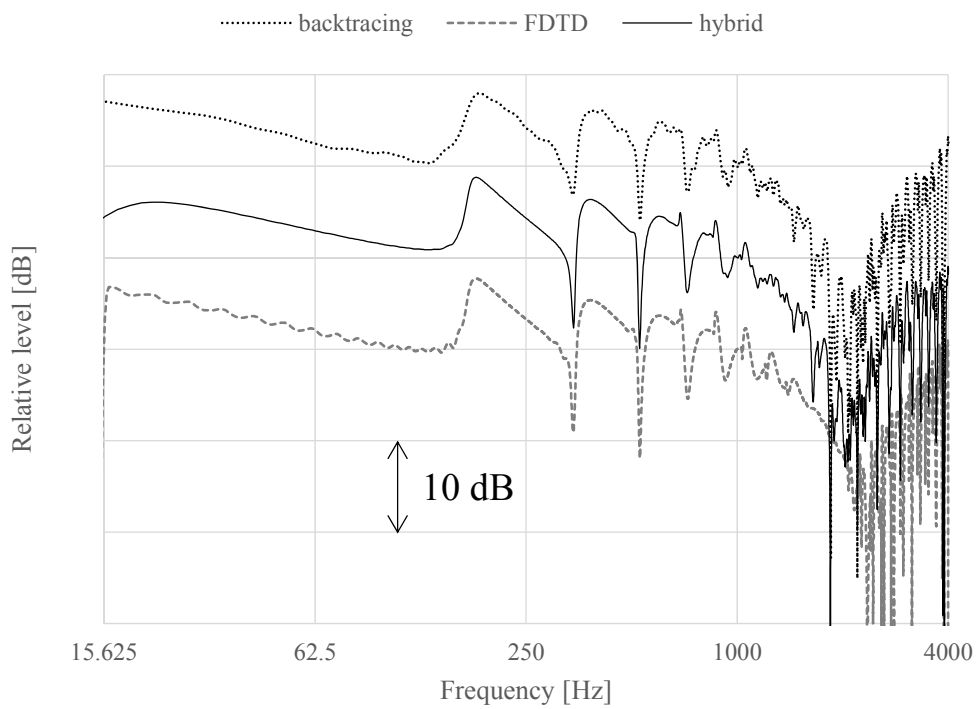


Fig. 3.6 Comparison of frequency response of model 2

Table 3.6 Calculation time of model 2

解析手法	FDTD 法		バックトレース法
対象周波数範囲	15.625~4,000 Hz	15.625~1,000 Hz	
メモリ	(Intel Xeon CPU E5-2687W v3 3.1 GHz) × 2		Intel Xeon CPU E5-1650 3.2 GHz
使用メモリ	1.3 GB	50 MB	3.8 GB
計算時間	10 時間 28 分	4 分	2 秒

3.3 モデル 3

3.3.1 条件

Fig. 3.7 にモデル 3 の形状を示す。モデル 3 では、垂直になるように受信点付近に壁面を 2 枚配置する。

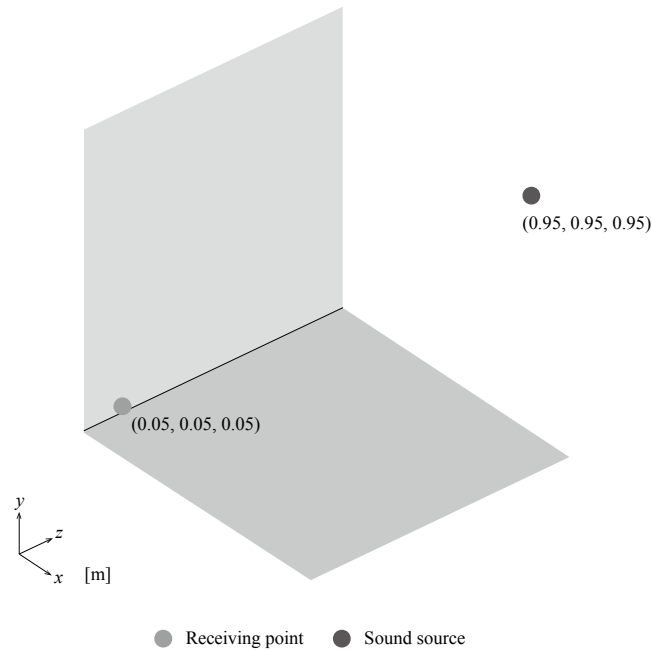


Fig. 3.7 Shape of model 3

3.3.2 結果

Fig. 3.8 にモデル 3 の時間応答のグラフ、Fig. 3.9 にモデル 3 の周波数応答のグラフを示す。また、Table 3.7 にモデル 3 の計算時間を比較した表を示す。Fig. 3.8 を見ると、ハイブリッド解析では 3 回音が到達しているのがわかり、FDTD 法もおそらく 3 回音が到達していると推測される。Fig. 3.9 を見ると、ディップが現れている周波数が少しずれている。値も FDTD 法はディップが一つしか現れてないが、ハイブリッド解析はディップが現れた後にもう一度小さなディップが現れている。

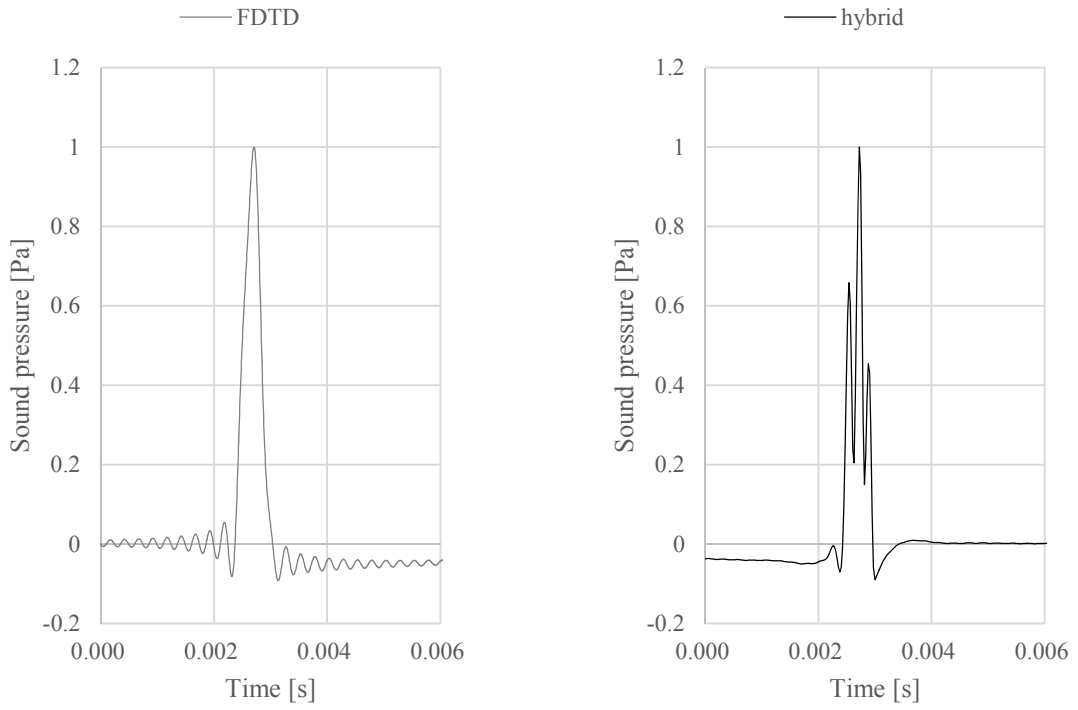


Fig. 3.8 Comparison of time response of model 3

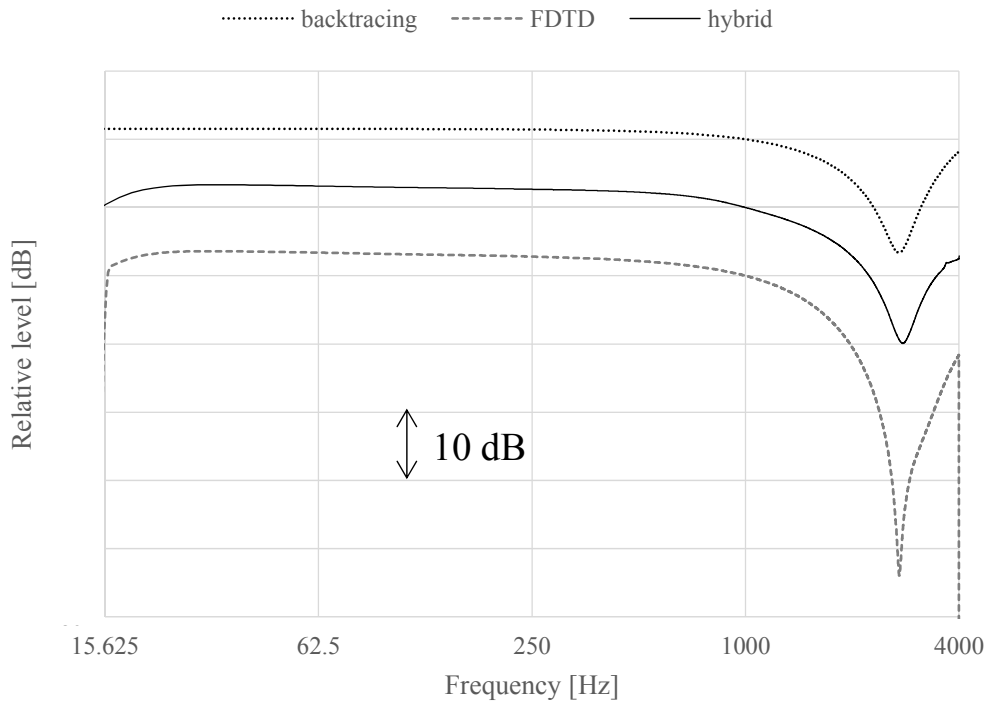


Fig. 3.9 Comparison of frequency response of model 3

Table 3.7 Calculation time of model 3

解析手法	FDTD 法		バックトレース法
対象周波数範囲	15.625～4,000 Hz	15.625～1,000 Hz	
メモリ	(Intel Xeon CPU E5-2687W v3 3.1 GHz) × 2		Intel Xeon CPU E5-1650 3.2 GHz
使用メモリ	1.3 GB	50 MB	3.8 GB
計算時間	10 時間 28 分	4 分	2 秒

3.4 モデル 4

3.4.1 条件

Fig. 3.10 にモデル 4 の形状を示す。モデル 4 は、1 m 四方の立方体である。また、モデル 1~3 と違い閉空間を対象空間としている。

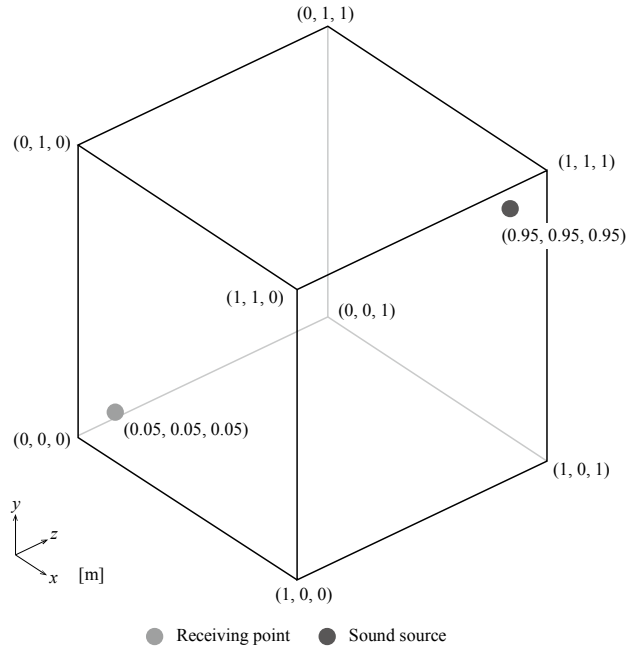


Fig. 3.10 Shape of model 4

3.4.2 結果

Fig. 3.11 にモデル 4 の時間応答のグラフ、Fig. 3.12 にモデル 4 の周波数応答のグラフを示す。また、Table 3.8 にモデル 4 の計算時間を比較した表を示す。Fig. 3.11 を見ると、FDTD 法とハイブリッド解析のピークの位置はほぼ一致している。Fig. 3.12 を見ると、ピークの位置やピークの値はほとんど一致しているが、2,000Hz 付近で FDTD 法の値が落ち込んでいるのに対し、ハイブリッド解析では、あまり落ち込みが見られない。バックトレース法を見ても、落ち込みが見られないため、それが影響を与えていると考えられる。そのため、モデル 4 においては、1,000 Hz を境目にしたハイブリッド解析は理想的な値を得られないと推測される。そこで、モデル 4 に関しては境目の周波数を 2,000 Hz に変更し、ハイブリッド解析を行う。

境目周波数が 2,000 Hz のときの計算条件を Table 3.9~3.11 に示す。Table 3.12 には自由空間の計算時間、Table 3.13 には解析対象空間の計算時間を比較した表を示す。Fig. 3.13 には時間応答のグラフ、Fig. 3.14 には周波数応答のグラフを示す。Fig. 3.13 を見ると、境目が 1,000 Hz のときと同じように FDTD 法とハイブリッド解析ではピークの位置がほぼ一致している。Fig. 3.14 を見ると、境目が 1,000 Hz のときには見られなかった 2,000 Hz 付近の落ち込みが現れているのがわかる。それ以外のピークの位置も良く一致している。

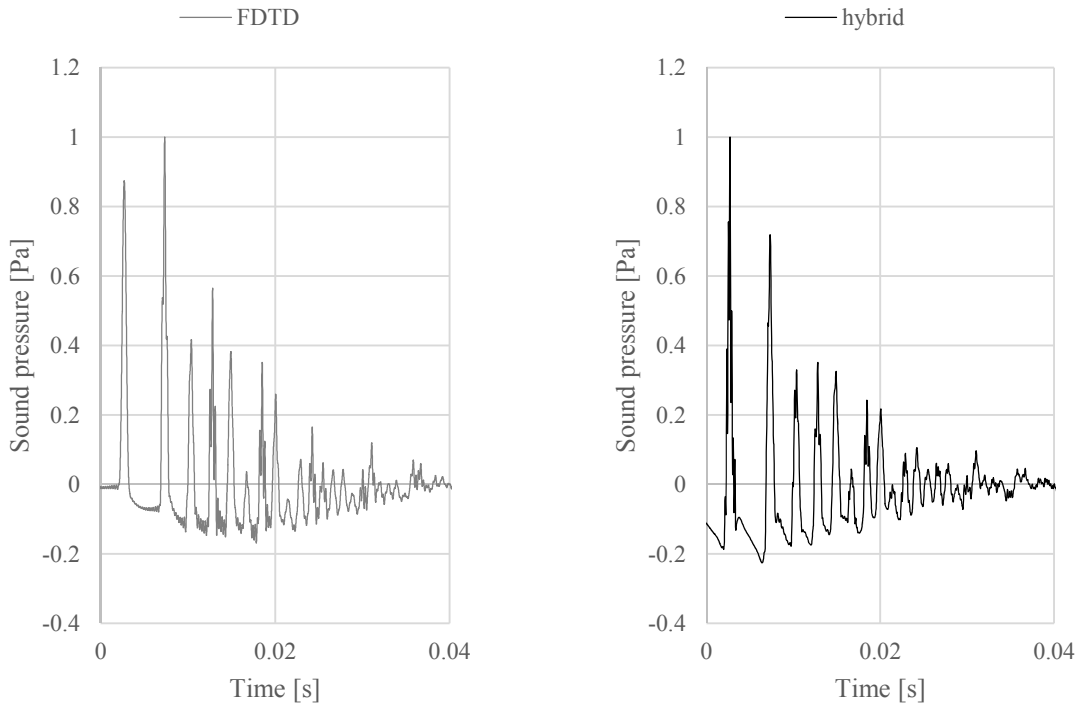


Fig. 3.11 Comparison of time response of model 4

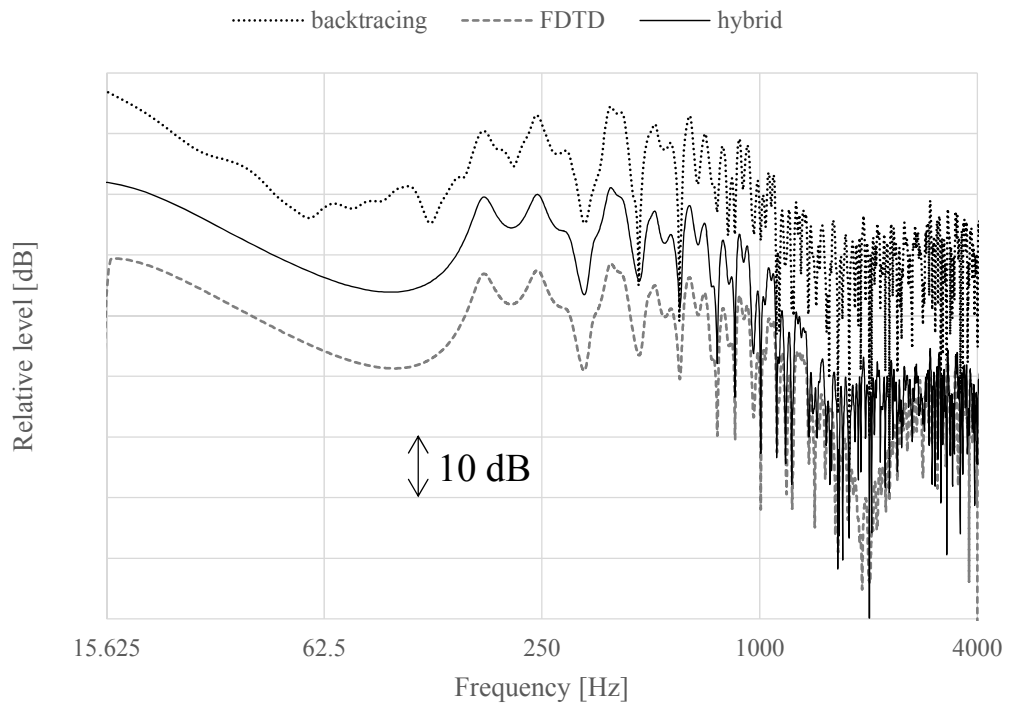


Fig. 3.12 Comparison of frequency response of model 4

Table 3.8 Calculation time of model 4

解析手法	FDTD 法		バックトレース法
対象周波数範囲	15.625～4,000 Hz	15.625～1,000 Hz	
メモリ	(Intel Xeon CPU E5-2687W v3 3.1 GHz) × 2		Intel Xeon CPU E5-1650 3.2 GHz
使用メモリ	840 MB	100 MB	4.3 GB
計算時間	6 時間 16 分	47 秒	6 分

Table 3.9 Calculation condition of hybrid analysis

音速	343.5 m/s
最大計算時間	0.7 s
時間離散化幅	9.222574×10^{-5} s
境界周波数	2,000 Hz
壁面の垂直入射吸音率	0.1833

Table 3.10 Calculation condition of FDTD method

空間離散化幅	0.008 m
解析対象周波数	15.625~2,000 Hz
音源	ガウシアンパルス
ガウシアンパルス最大値	1.0 m ³ /s
ガウシアンパルス係数	5.0×10^7
ガウシアンパルス中心時間	5.0×10^{-4} s
PML 層数	32 層
PML テーパー乗数	4.0
PML 減衰係数最大値	-120 dB

Table 3.11 Calculation condition of backtracing method

音線数	100,489 本
受音半径	0.05 m
最大反射回数	100 回

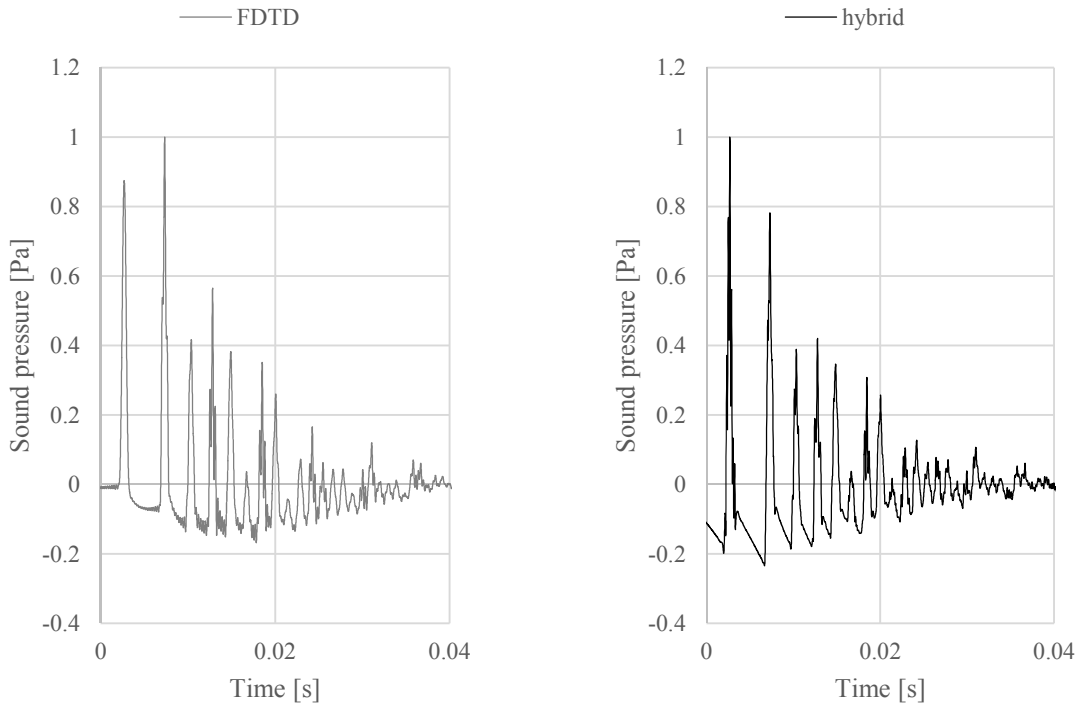


Fig. 3.13 Comparison of time response of model 4

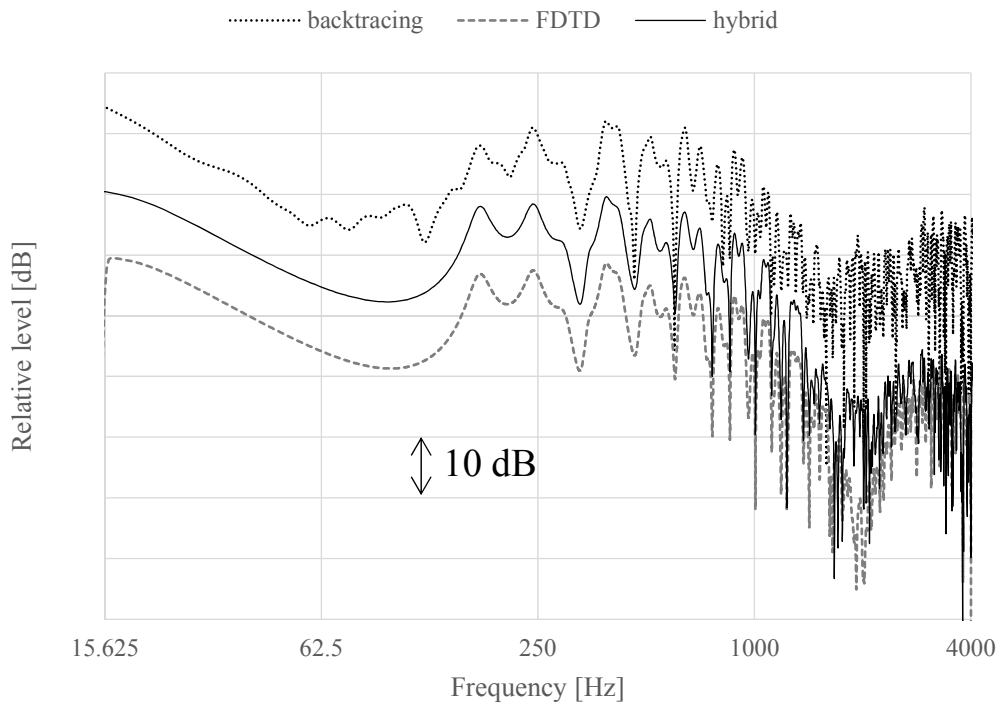


Fig. 3.14 Comparison of frequency response of model 4

Table 3.12 Calculation time of free space

対象周波数範囲	15.625～2,000 Hz
メモリ	(Intel Xeon CPU E5-2687W v3 3.1 GHz) × 2
使用メモリ	340 MB
計算時間	1 時間 36 分

Table 3.13 Calculation time of model 4

解析手法	FDTD 法		バックトレース法
対象周波数範囲	15.625～4,000 Hz	15.625～2,000 Hz	
メモリ	(Intel Xeon CPU E5-2687W v3 3.1 GHz) × 2		Intel Xeon CPU E5-1650 3.2 GHz
使用メモリ	840 MB	110 MB	4.3 GB
計算時間	6 時間 16 分	26 分	6 分

第4章 考察

モデル 1、3 では、時間応答も周波数応答も真値と一致する結果を得ることができた。しかし、モデル 2 では、ディップが現れる周波数に若干のずれが確認された。ただし、これはバックトレース法が影響を与えていると推測される。バックトレース法では、フーリエ変換して周波数応答を求めるために、ある時間離散化幅に設定されたサンプリング時刻にピークが現れるように、ピークをずらす必要があり、このずれは最大で時間離散化幅の分だけずれる (Fig. 4.1)。これによる影響は到達する音が多いほど顕著に現れてくるため、音が平行壁面を多重反射するモデル 2 では、ディップが現れる周波数がずれたと推測される。しかしながら、モデル 1~3 の計算時間に関しては、FDTD 法で 4,000 Hz までを対象とすると、どのモデルも 11 時間前後かかるが、FDTD 法の対象が 1,000 Hz までであれば、自由空間の計算も含めて 15 分程度で計算でき、バックトレース法の計算とハイブリッド解析のフィルタの処理などを加えても 20 分で計算でき、約 1/33 も短縮できた。

モデル 4 では、2,000 Hz 付近でバックトレース法の結果が真値と大きく異なっており、1,000 Hz を境にハイブリッド解析を行うと、バックトレース法の影響で、真値との対応を得ることができなかった。しかし、境目を 2,000 Hz に変更しハイブリッド解析を行うと、真値と良く一致する周波数特性を得ることができた。計算時間は 1,000 Hz のときと比べると時間はかかるが、それでも自由空間の計算を含めても 2 時間前後で計算でき、約 1/3 も短縮できた。

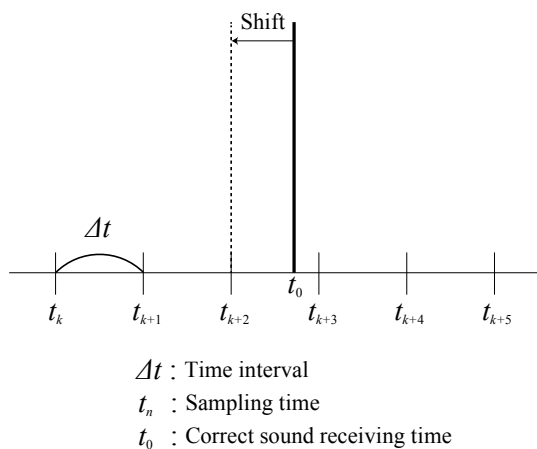


Fig. 4.1 Conversion to the sampling time

第5章 結論

モデル1~4でハイブリッド解析を行った結果、大幅な時間短縮を実現でき、かつ、バックトレース法の影響で少し誤差が生じたものの、真値とよく一致する計算結果を得ることができた。つまり、ハイブリッド解析は実現可能だと判断される。

計算時間に関して、仮に、コンピュータ技術がムーアの法則[18]に則り発達するとすれば、 n 年後のコンピュータ技術の発達の倍率 p は、

$$p = 2^{n/1.5} \quad (5.1)$$

と表すことができる。よって、10年後のコンピュータ技術は現在の約100倍になる。本論文で用いたモデルは 1 m^3 であったが、実際には $10,000 \text{ m}^3$ などの大規模空間が対象となる。単純に考えると、離散化後の要素数が10,000倍になり、計算量も10,000倍になるため、計算時間も10,000倍になる。10年後、仮にコンピュータ技術が100倍になったとしても、 $10,000 \text{ m}^3$ の空間を計算しようとする、現在のコンピュータ技術による 1 m^3 の計算時間の100倍かかることになる。つまり、FDTD法で4,000 Hzまで計算しようとする約25日が必要である。これと比較すると、10年後のハイブリッド解析は、FDTD法で1,000 Hzまでの計算が自由空間の計算を含めても約1時間半で計算できるため、バックトレース法とフィルタの処理を含めても約2時間で計算できる。さらに、バックトレース法では、実際4,000 Hz以上の計算も行っているため、実質的にハイブリッド解析で4,000 Hz以上の周波数が対象の解析を同じ計算時間で行うことができる。コンピュータ技術が発展すれば、いずれは波動音響理論のみで対象周波数全域を解析することができるようになるであろうが、それでも、今後数十年はハイブリッド解析は有用だと考えられる。

計算精度に関しては、モデル4のように、境目の周波数は1,000 Hzで良いというわけではなく、場合によって、どこに境目を設定するかで大きく結果が変わってくるため、それを今後検討する必要がある。特に、回折などの音の波動現象を考慮すべき空間を対象にハイブリッド解析を行う場合、幾何音響理論では低音域において正確な値を得ることが困難なため、より高音域側に境目を設定する必要があると考えられる。また、幾何音響理論によっていくつかの誤差が生じてしまったので、その誤差の原因を追究すると共に、それを改善し、より正確な計算結果を得られるようにすることも必要だと考えられる。今後は、徐々に対象空間のスケールを大きく、より複雑な形状を対象とすることで、大規模空間におけるハイブリッド解析の実現性に関する更なる検討が望まれる。

参考文献

- [1] E.Granier, et. al.: “Experimental acoustics of car audio installations,” J. Audio Eng. Soc., 44, 835-849, 1996.
- [2] M. R. Schroeder and H. Kuttruff: J. Acoust. Soc. Am., 34, 76, 1962.
- [3] H. kuttruff: Room Acoustics (3rd Edition), Elsevier Applied Science, London, 71, 1991.
- [4] 文屋信太郎, 吉村忍: “開領域伝搬音過渡解析のための幾何音響・波動音響結合解法”, 日本音響学会誌, 58(12), 737-744, 2002.
- [5] 日本建築学会編: “建築設計資料集成 1 環境”, 丸善, 東京, 1978.
- [6] 日本建築学会編: “音環境の数値シミュレーション-波動音響解析の技術と応用-”, 丸善, 東京, 2011.
- [7] 豊田政弘: “FDTD 法で視る音の世界”, コロナ社, 東京, 2015.
- [8] 千葉修, 柏達也, 霜田英麿, 鏡慎, 深井一郎: “リープフロッグアルゴリズムに基づく時間依存差分法による音場解析”, 日本音響学会誌, 49(8), 551-562, 1993.
- [9] 鶴秀生, 岩津玲磨: “差分方によるインパルス応答の効率的計算手法”, 日本音響学会春季研究発表会講演論文集, 1055-1058, 2009.
- [10] J. -P. Berenger: “A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves”, J. Comput. Phys., 114(2), 185-200, 1994.
- [11] W. C. Chew and Q. H. Liu: “Perfectly matched layer for elastodynamics: a new absorbing boundary condition”, J. Comput. Acoust., 4(4), 341-359, 1996.
- [12] 日本建築学会編: “はじめての音響数値シミュレーションプログラミングガイド”, コロナ社, 東京, 2012.
- [13] 鈴木広隆, 平手小太郎, 安岡正人: “軸対称等立体角 26 面体を用いた全方位の離散化-方向別に定義された物理量の可視化のための一提案-”, 図学研究, 36(1), 3-9, 2002.
- [14] J. Borish: “Extension of the image model to arbitrary polyhedral”, J. Acoust. Soc. Am., 75(6), 1827-1836, 1984.
- [15] Michael Vorländer: “Simulation of the transient and steady-state sound propagation in rooms using a new combined ray-tracing/image-source algorithm”, J. Acoust. Soc. Am., 86(1), 172-178, 1989.
- [16] 谷萩隆嗣: “デジタルフィルタと信号処理”, コロナ社, 東京, 2001.
- [17] Shinichi Sakamoto, Hiroshi Nagatomo, Ayumi Ushiyama, Hideki Tachibana: “Calculation of impulse responses and acoustic parameters in a hall by the finite-difference time-domain method”, Acoust. Sci. & Tech., 29(4), 2008.
- [18] Gordon E. Moore: “Cramming more components onto integrated circuits”, Electronics, 38(8), 114-117, 1965.