

ミキシングコンソールがスタジオの音響特性に与える影響

中原, 雅考

<https://doi.org/10.15017/458907>

出版情報 : Kyushu University, 2004, 博士（芸術工学）, 課程博士
バージョン :
権利関係 :

第7章 等価回路モデル

Chapter 7. Equivalent circuit model

第6章の検証結果から、リスニングポイントにおけるモニタ特性が以下の3種類の寄与により表現されることが分かった。

- ・ 直接音 $H_d(f) = 1$
- ・ 実音源からの寄与のうち直接音を除いたもの $H_1(f)$
- ・ 虚音源からの寄与 $H_2(f)$

また、 $H_1(f)$ 及び $H_2(f)$ は、奥行き 1m 前後の一般的なミキシングコンソールの形状に対して、それぞれある一定の特性を有することが確認された。

本章では、上記 $H_d(f)$, $H_1(f)$, $H_2(f)$ を用い、ミキシングコンソールが存在する場合の音場の単純化を行う。次に、単純化された音場の伝達関数を等価回路により近似表現し、ミキシングコンソールが存在する場合の音場モデルを等価回路モデルとして表現する。等価回路モデルを用いた検証により、100Hz のディップ生成過程及びミキシングコンソールによる影響を把握する。

以下、本章における検証の流れを記す。

- 1) 音場のモデル化及びその等価回路表現
- 2) f_0 及び Q の推定
- 3) シミュレート結果の考察

7-1. 音場のモデル化

Modeled field

第6章の検証結果から、リスニングポイントにおけるモニタ特性が、「直接音 $H_d(f) = 1 = \text{const.}$ 」、「実音源からの寄与のうち直接音を除いたもの $H_1(f)$ 」、「虚音源からの寄与 $H_2(f)$ 」の3種類の寄与で表現されることが分かった(Fig. 7-1)。さらに、第5章及び第6章では、多くのミキシングコンソール形状に対して $H_1(f)$ が床から 0.7m に位置するミキシングコンソール表面の反射音として表現されること及び、ミキシングコンソールの虚像の影響が少ないことが確認されている。

以上により、Fig. 7-1 示す音場を Fig. 7-2 の音場に単純化する。Fig. 7-2 では、ミキシングコンソールの代わりにその表面反射を模倣する虚音源 $S'1$ が新たに追加されている。以下に、Fig. 7-2 を構成する要素を列挙する。

- $H_d(f)$ 実音源 S からの直接音。
ここでは各特性を直接音で基準化しているため、 $H_d(f) = 1 = \text{const.}$
- $H_1(f)$ ミキシングコンソール表面に対する虚音源 $S'1$ からの寄与。
ミキシングコンソール表面による反射音を表現する。
- $H_2(f)$ 床に対する虚音源 $S'2$ からの寄与。
床による反射音を表現する。

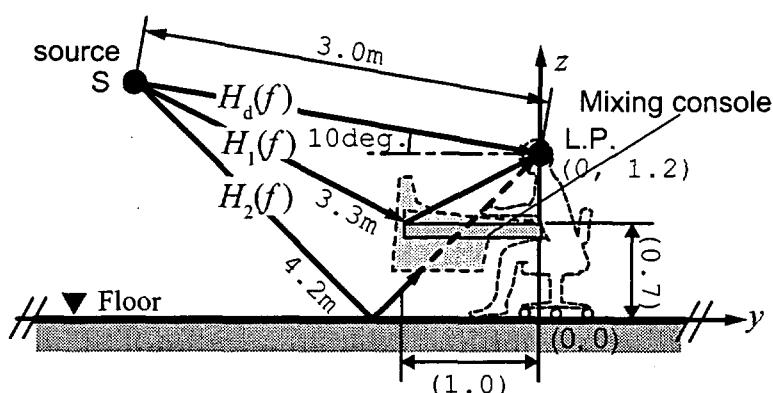


Fig. 7-1 The modeled field where the mixing console exists. The field is expressed by the three contributions, $H_d(f)$, $H_1(f)$ and $H_2(f)$.

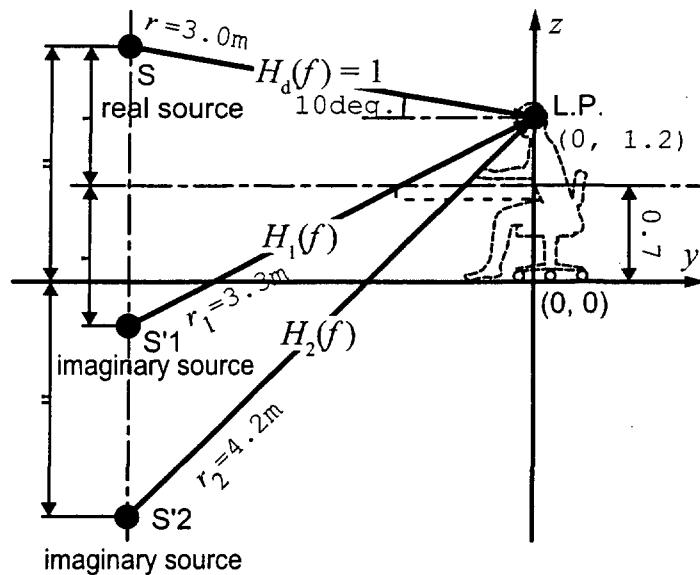


Fig. 7-2 The simplified field without a mixing consol. S'1 is inserted instead of a mixing console. $H_1(f)$ and $H_2(f)$ include the acoustical characteristics of a mixing console. The transfer function of the field is expressed by the equivalent circuit shown in Fig. 7-3.

第6章の検証結果により、 $H_1(f)$ 及び $H_2(f)$ はそれぞれハイパスフィルタ及びローパスフィルタとしての特性を有することが確認されている。そこで、Fig. 7-2 に示した音場を Fig. 7-3 に示す等価回路で表現する。ここで、Fig. 7-3 に示した等価回路は、周波数領域における Fig. 7-2 の伝達関数を表している。

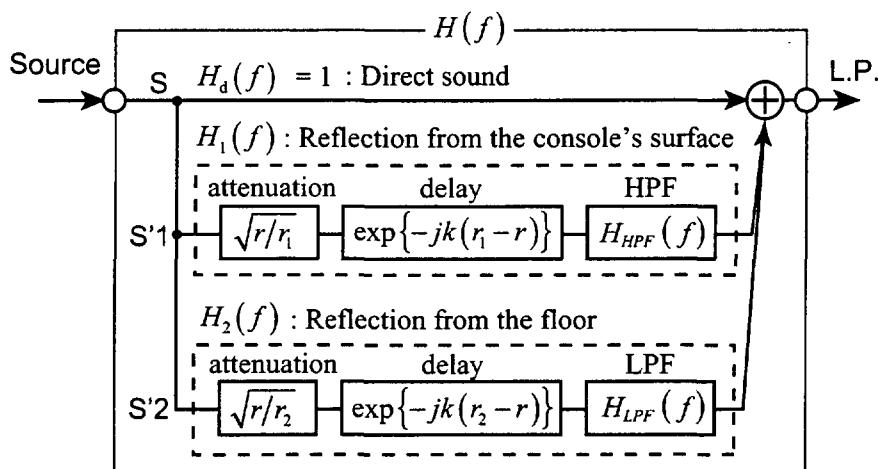


Fig. 7-3 The diagram of the equivalent circuit for the sound field shown in Fig. 7-2.

等価回路では、リスニングポイントにおける周波数特性 $H(f)$ が、直接音 $H_d(f)$ 、S'1 とリスニングポイント間の伝達関数 $H_1(f)$ 、S'2 とリスニングポイントの伝達関数 $H_2(f)$ の 3 つの和として与えられる(式(7.1))。

$$\begin{aligned} H(f) &= H_d(f) + H_1(f) + H_2(f) \\ &= 1 + H_1(f) + H_2(f) \end{aligned} \quad (7.1)$$

S'1 及び S'2 からリスニングポイントまでの伝達関数 $H_1(f)$ 及び $H_2(f)$ は、アッテネータ、ディレイ、フィルタの 3 種類の要素で構成される。アッテネータ及びディレイは実音源と虚音源の距離差により与えられ、フィルタは、S'1 及び S'2 からの伝達関数に対してそれぞれハイパスフィルタ $H_{HPF}(f)$ 及びローパスフィルタ $H_{LPF}(f)$ として与えられる(式(7.2), 式(7.3))。

$$H_1(f) = \sqrt{r/r_1} \cdot e^{-jk(r_1-r)} \cdot H_{HPF}(f) \quad (7.2)$$

$$H_2(f) = \sqrt{r/r_2} \cdot e^{-jk(r_2-r)} \cdot H_{LPF}(f) \quad (7.3)$$

where, $\begin{cases} r = 3.0[\text{m}] & ; \text{distance from L.P. to S.} \\ r_1 = 3.3[\text{m}] & ; \text{distance from L.P. to S'1} \\ r_2 = 4.2[\text{m}] & ; \text{distance from L.P. to S'2} \\ k = \omega/c[\text{rad/sec}^2] & ; \text{wave number} \end{cases}$

7

2 次元音場における音源は、時間依存項を $e^{j\omega t}$ とした場合、一般に 0 次第 2 種の Hankel 関数で表現される。また、境界要素法による数値解析においても 0 次第 2 種の Hankel 関数を音源関数として用いている。Hankel 関数 $H_0^{(2)}(kr)$ は、 kr が十分大きい場合、指数関数による位相変化と距離の平方根の逆数による振幅表現の積で近似できる。

Fig. 7-4 は、S'1 及び S'2 における Hankel 関数表現と指数関数表現による振幅特性を比較したものである。ここで、 $r = 3.0\text{m}$ は実音源、 $r_1 = 3.3\text{m}$ は虚音源 S'1、 $r_2 = 4.2\text{m}$ は虚音源 S'2 からリスニングポイントまでの距離をそれぞれ表している。Fig. 7-4 によると、S'1 に比べて実音源との距離差が大きい S'2 において Hankel 関数表現と指数関数表現の差が大きいことが示されているが、いずれもその差は小さいものであることが分かる。Fig. 7-5 及び Fig. 7-6 は、S'1 及び S'2 における Hankel 関数表現と指数関数表現による振幅及び位相の差を表している。これらの結果によると、10Hz 以上の帯域において振幅の差は 0.2dB 以下、位相の差は 1.6° 以下であり、ここで仮定されている音場条件においては、十分近似可能な精度であることが分かる。

以上より、計算の利便性に配慮し、等価回路モデルでは音源関数を指数関数により近似表現している(Fig. 7-3, 式(7.2), 式(7.3))。

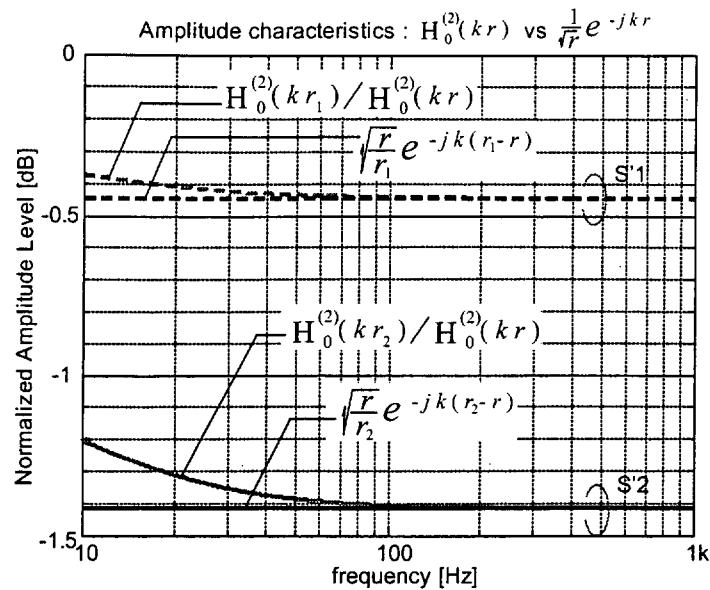


Fig. 7-4 Comparison of the amplitude characteristics between the Hankel function and the exponential phase shift with the attenuation inversely proportional to the square root of the distance. The solid line; difference at S'2. The dashed line; difference at S'1. The black line; exponential expression. The gray line; Hankel function.

7

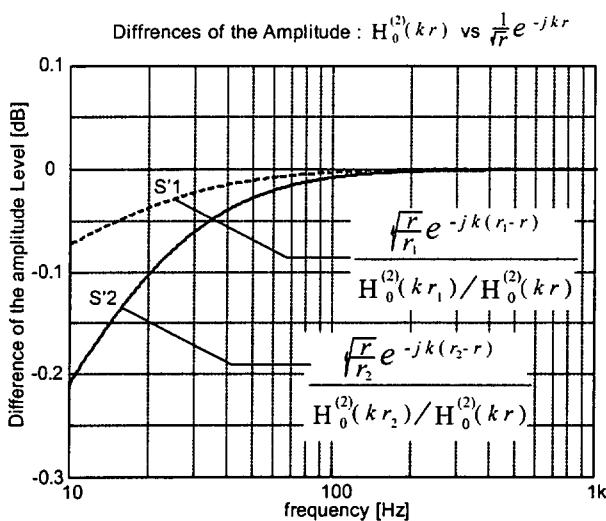


Fig. 7-5 Difference of the amplitude characteristic between the Hankel function and the exponential expression. The solid line; difference at S'2. The dashed line; difference at S'1.

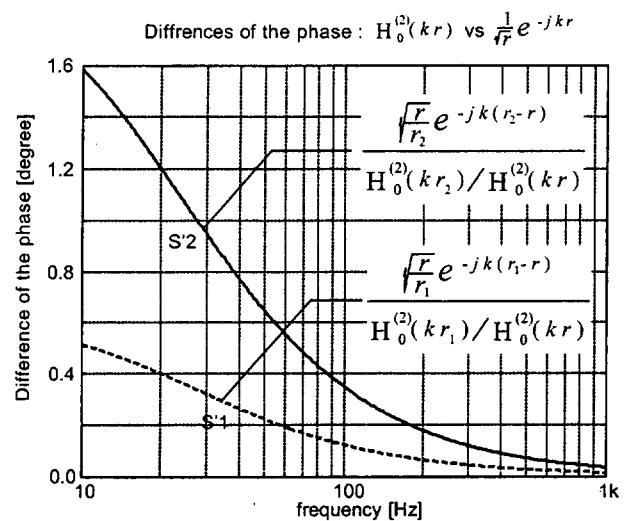


Fig. 7-6 Difference of the phase characteristic between the Hankel function and the exponential expression. The solid line; difference at S'2. The dashed line; difference at S'1.

$H_1(f)$ におけるハイパスフィルタ及び $H_2(f)$ におけるローパスフィルタは、1自由度共振系からなる2次のフィルタで表現する。それらのフィルタは、共振周波数 f_0 及び共振の鋭さ Q を用いて以下のように表される(式(7.4), 式(7.5))。

$$H_{HPF}(f) = \frac{1}{1 - (f_0/f)^2 - j\frac{1}{Q}(f_0/f)} \quad (7.4)$$

$$H_{LPF}(f) = \frac{1}{1 - (f/f_0)^2 + j\frac{1}{Q}(f/f_0)} \quad (7.5)$$

where, $\begin{cases} f ; \text{ frequency [Hz]} \\ f_0 ; \text{ resonance frequency [Hz]} \\ Q ; \text{ quality factor} \end{cases}$

尚、2次のローパス及びハイパスフィルタにおける f_0 及び Q を電気系のインダクタンス L , キャパシタンス C , 抵抗 R もしくは、音響系のイナータンス M_A , 音響キャパシタンス C_A , 音響抵抗 R_A を用いて表記すると式(7.6)及び式(7.7)となる。また、それらのパラメータを用いてローパスフィルタ及びハイパスフィルタの回路図を表記するとFig. 7-7, Fig. 7-8となる。等価回路モデルで仮定したローパスフィルタ及びハイパスフィルタは、このような特性を有するフィルタである。

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{M_A C_A}} ; \text{ resonance frequency [Hz]} \quad (7.6)$$

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{R_A}\sqrt{\frac{M_A}{C_A}} ; \text{ quality factor} \quad (7.7)$$

where, $\begin{cases} L ; \text{ inductance [H]}, & M_A ; \text{ acoustic inertance [kg/m}^4\text{]} \\ C ; \text{ capacitance [F]}, & C_A ; \text{ acoustic capacitance [m}^5/\text{N]} \\ R ; \text{ resistance [\Omega]}, & R_A ; \text{ acoustic resistance [Ns/m}^5\text{]} \\ \Delta f ; \text{ 3dB modal bandwidth [Hz]} \end{cases}$

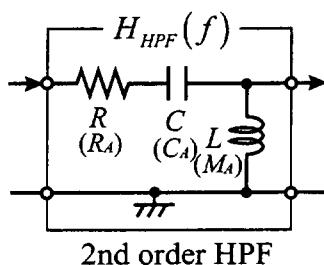


Fig. 7-7 The circuit diagram of the 2nd order high pass filter used for the equivalent circuit shown in Fig. 7-3.

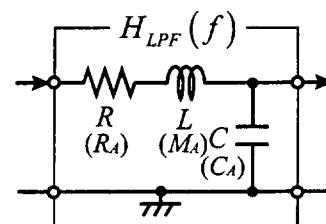


Fig. 7-8 The circuit diagram of the 2nd order low pass filter used for the equivalent circuit shown in Fig. 7-3.

以上より、等価回路モデルでは、適当な f_0 及び Q を $H_{HPF}(f)$ 及び $H_{LPF}(f)$ に与えることにより、式(7.1)～式(7.5)を用いてリスニングポイントにおける周波数特性をシミュレートすることができる。

7-2. f_0 及び Q の推定

Estimation of the f_0 and the Q values

等価回路モデルに代入する f_0 及び Q は、以下の手順により試行錯誤的に推定する。

- 1) 適当な f_0 及び Q を与え、 $H_1(f)$ 及び $H_2(f)$ を算出する。
- 2) 算出した $H_1(f)$ 及び $H_2(f)$ の特性を境界要素法による数値計算結果と比較する。
- 3) 等価回路モデルによる結果が数値解析による結果にフィットするように、 f_0 及び Q の値を調整する。

ここで、フィッティングのターゲットとする数値解析結果は、以下の条件での解析結果を採用する。

- ミキシングコンソール Type A

Type A による解析結果は、多くのミキシングコンソール形状に対して有効であることが第 6 章により検証されている。

- ミキシングコンソールの虚像 なし

ミキシングコンソールの虚像に関しては、その影響の小さいことが第 6 章により確認されており、等価回路モデルもその結果を受けてモデル化されている。

以上の作業により、ハイパスフィルタ及びローパスフィルタに用いる f_0 及び Q には、以下の値を採用した。

$$\text{ハイパスフィルタ } (f_0, Q) = (30\text{Hz}, 0.1) \quad (7.8)$$

$$\text{ローパスフィルタ } (f_0, Q) = (500\text{Hz}, 0.5) \quad (7.9)$$

7

上記の値を決定する際に用いたターゲット特性と等価回路による計算結果を Fig. 7-9, Fig. 7-10 に示す。Fig. 7-9 は $H_1(f)$, Fig. 7-10 は $H_2(f)$ の結果を表している。図中、実線が等価回路モデルによるシミュレート結果、黒破線が数値解析結果を表している。尚、参考として、ミキシングコンソールの虚像を含んだ条件での数値解析結果もあわせて灰色線で示す。

$H_2(f)$ に関しては、数値計算結果に対する等価回路モデルのフィッティングが高い精度で実現できている。一方、 $H_1(f)$ に関しては、高域において数値解析結果と等価回路モデルでのレベル差が生じている。高域まで精度の良いシミュレートを行うためには、等価回路モデルの $H_1(f)$ を更に詳細な仕様へと変更する必要があると思われるが、本研究の対象帯域は 100Hz 近辺の低域であるため、ハイパスフィルタのフィッティングに関しては、カットオフ周波数近辺のスロープの特性を模倣することに重点を置いている。

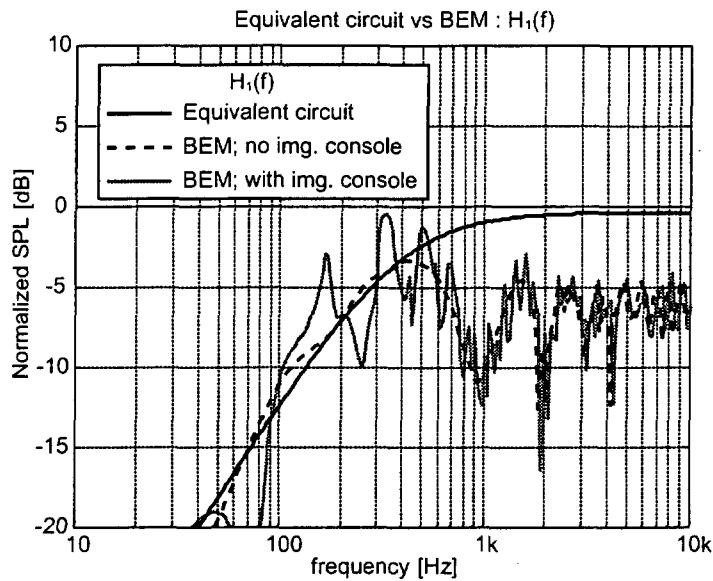


Fig. 7-9 The result of the curve fitting for $H_1(f)$. The response via the equivalent circuit is fitted to the one via the BEM using $(f_0, Q) = (30\text{Hz}, 0.1)$. The black solid line; via the equivalent circuit. The black dashed line; via the BEM without an imaginary mixing console. The gray solid line; via the BEM with an imaginary mixing console. Responses were calculated at 1/24 octave intervals via the BEM. The 0dB indicates the direct sound $H_d(f)$.

7

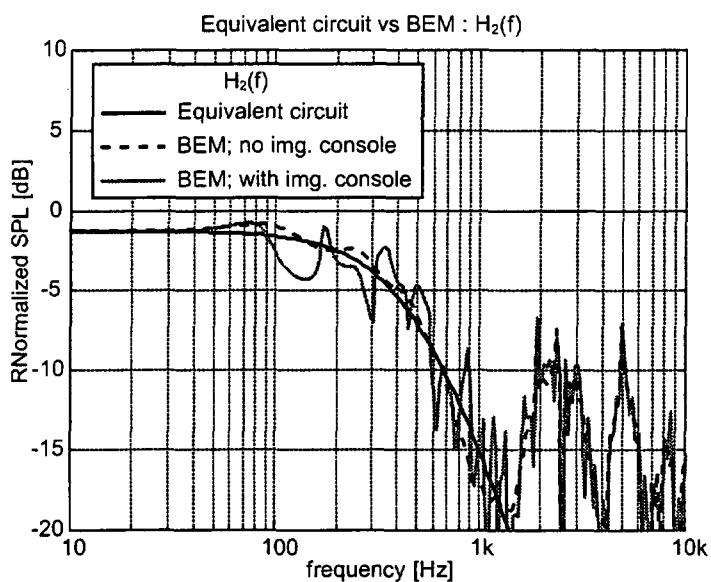


Fig. 7-10 The result of the curve fitting for $H_2(f)$. The response via the equivalent circuit is fitted to the one via the BEM using $(f_0, Q) = (500\text{Hz}, 0.5)$.

尚、ローパスフィルタ及びハイパスフィルタをそれぞれ、 R , C 及び L , C から成る 1 次のフィルタとして表現した場合、等価回路による特性は数値解析結果を模倣するには不十分であった。このことは、ミキシングコンソールが存在する音場を模倣するためには、1 自由度振動系による表現が必要であり、そのような音場を f_0 及び Q を構成する音響系のインダクタンス M_A 、音響キャパシタンス C_A 、音響抵抗 R_A を用いた共振系で表現できる可能性が高いことを示唆している。但し、それら音響系のパラメータと音場を構成するパラメータとの対応を検証するためには、さらに多くの条件による計算と検証が必要であり、今後の課題として本論文では割愛する。

式(7.8)及び式(7.9)の結果により得られるハイパスフィルタ及びローパスフィルタの特性を Fig. 7-11 及び Fig. 7-12 に示す。Fig. 7-11 は振幅特性、Fig. 7-12 は位相特性を表している。図中、実線がローパスフィルタ、破線がハイパスフィルタ、一点鎖線がローパスフィルタとハイパスフィルタの合成特性を表している。

Fig. 7-11, Fig. 7-12 が示すように、ハイパスフィルタとローパスフィルタは、ほぼ 1 つのクロスオーバーフィルタとしての特性を有している。すなわち、音源から放射された音波がミキシングコンソールにより低域と高域に帯域分割され、リスニングポイントに到来しているといった解釈が可能である。その際、 $S'1$ 及び $S'2$ の距離差に応じたレベル及び位相シフトがハイパスフィルタ及びローパスフィルタに適用され、クロスオーバーフィルタは歪んだ特性となる。歪んだクロスオーバーフィルタとしてのミキシングコンソールの振る舞いが、結果として様々な特性上の影響をリスニングポイントに対して与えていると解釈できる。

例えば、音源、受音点、ミキシングコンソールの表面が全て床面上に位置している場合、音源 S , $S'1$, $S'2$ は全て同じ位置に配置されるため、クロスオーバーフィルタに歪みは生じない。この場合、ミキシングコンソールによる寄与はほぼ直接音と同じものとなる。従って、受音点では直接音の 2 倍 (+6dB) の特性が観測されることになり、半自由音場の床面上に音源と受音点だけが存在する音場としての解釈に合致する。

以上より、ミキシングコンソールは、音場に対してクロスオーバーフィルタ的な振る舞いをしており、床から上表面までの距離、音源やリスニングポイントとの位置関係によりその特性に歪みが生じ、その結果がリスニングポイントにおける特性上の影響として現れていると解釈できる。

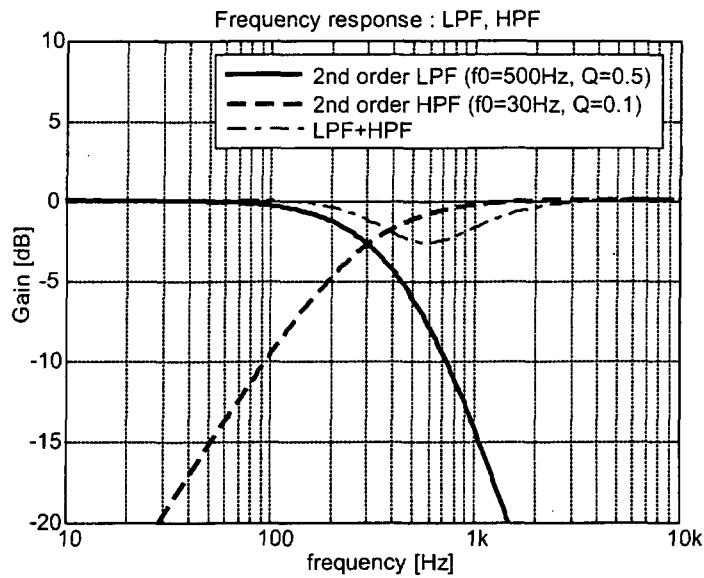


Fig. 7-11 The estimated amplitude characteristics of the low pass filter (solid line), the high pass filter (dashed line) and their summation (dash-dotted line). The summed response seems to be a cross over filter.

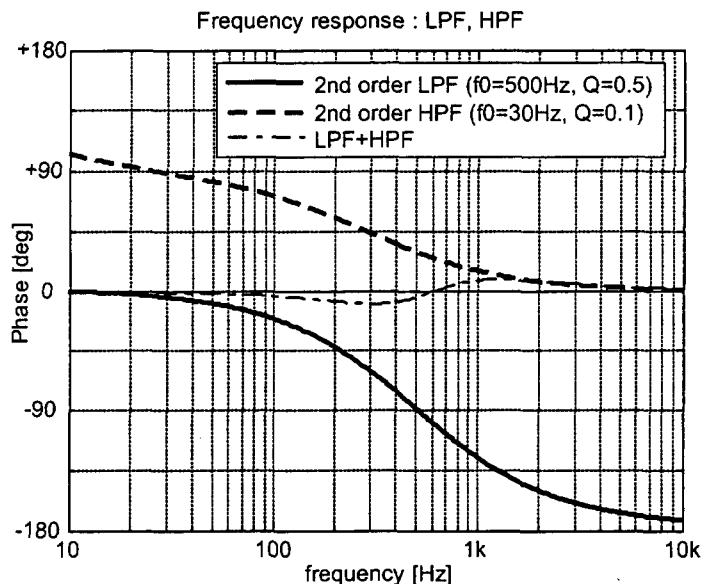


Fig. 7-12 The estimated phase characteristics of the low pass filter (solid line), the high pass filter (dashed line) and their summation (dash-dotted line). The summed response seems to be a cross over filter.

7-3. シミュレート結果

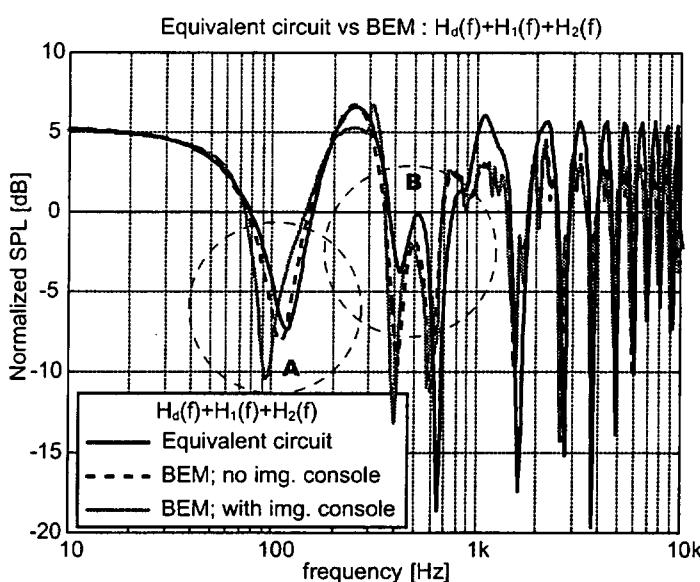
Simulated results

ミキシングコンソールの影響に関するこれまでの解釈は、等価回路モデルの有効性を検証することでその妥当性を確認することができる。以下、等価回路モデルによる特性の模倣精度に関して検証を行う。

推定した f_0 及び Q (式(7.8), 式(7.9)) を等価回路モデル (式(7.1)～式(7.5)) に代入し、リスニングポイントにおける周波数特性を算出する。

Fig. 7-13 に、等価回路モデルによる計算結果と境界要素法による数値計算結果との比較を示す。図中、黒実線が等価回路モデルによる計算結果、黒破線がミキシングコンソールの虚像を無視した場合の境界要素法による数値解析結果、灰色実線がミキシングコンソールの虚像を加味した場合の数値解析結果を表している。

Fig. 7-13 によると、1kHz 以上の高域においてレベル差が生じているものの、等価回路モデルが数値解析結果を精度良く模倣できていることが分かる。特に本研究の対象としている 100Hz のディップ (Fig. 7-13, A) や 500Hz のピーク・ディップ (Fig. 7-13, B) 等、中低域の特性の模倣に関しては十分な精度が得られており、等価回路モデルの妥当性が確認できる。



7

Fig. 7-13 The simulated result of the final response, $H_d(f) + H_1(f) + H_2(f)$, via the equivalent circuit model shown as the equation 7.10. The black solid line; via the equivalent circuit. The black dashed line; via the BEM without an imaginary mixing console. The gray solid line; via the BEM with an imaginary mixing console. Responses were calculated at 1/24 octave intervals via the BEM. The 0dB indicates the direct sound $H_d(f)$.

以下、各寄与の組み合わせによる特性を算出し、100Hzのディップと各寄与の影響について考察を行う。

Fig. 7-14 に実音源からの寄与 $H_d(f) + H_1(f)$ 、Fig. 7-15 に直接音と床からの反射音による干渉 $H_d(f) + H_2(f)$ 、Fig. 7-16 に直接音以外の寄与 $H_1(f) + H_2(f)$ を示す。図中、黒実線が等価回路モデルによる計算結果、黒破線がミキシングコンソールの虚像を無視した場合の境界要素法による数値解析結果、灰色実線がミキシングコンソールの虚像を加味した場合の数値解析結果を表している。

1kHz以上の高域においてレベル差が見られるものの、いずれの結果も、等価回路モデルは数値解析を精度良く模倣できている。特に $H_2(f)$ の寄与を含むシミュレート結果においては、中低域特性の模倣精度が高く、等価回路モデルの妥当性が確認できる。

Fig. 7-14～Fig. 7-16 に示した 3 種類の特性のうち、100Hz 近傍にディップが生じているものは、Fig. 7-15 だけである。このことから、100Hz のディップが直接音と床からの反射音による干渉 $H_d(f) + H_2(f)$ により生成されることが分かる。このディップは、多少の周波数のずれは生じるが、ほぼそのままの形で最終特性 $H_d(f) + H_1(f) + H_2(f)$ に反映されている (Fig. 7-13, Fig. 7-15, 図中 A)。

一方、 $H_1(f)$ が含まれる特性には、全て 500Hz 近辺のディップが観測される (Fig. 7-14, Fig. 7-16, B)。さらに、このディップは、最終特性 $H_d(f) + H_1(f) + H_2(f)$ においては、大きな特性の変化が生じている (Fig. 7-13, B)。従って、500Hz 近辺の周波数帯域においては、 $H_d(f)$, $H_1(f)$, $H_2(f)$ の 3 種類の寄与による複雑な位相干渉が生じていると思われる。

7

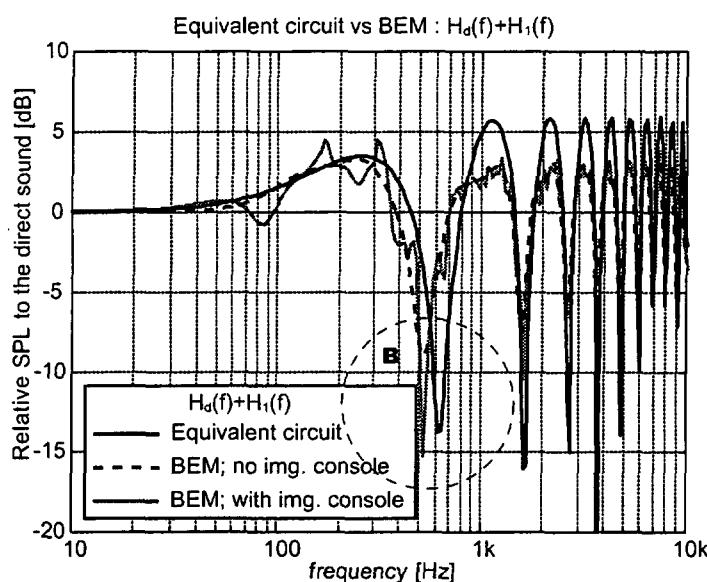


Fig. 7-14 The simulated result of the contribution from a real source, $H_d(f) + H_1(f)$, via the equivalent circuit model shown as the equation 7.10. The black solid line; via the equivalent circuit. The black dashed line; via the BEM without an imaginary mixing console. The gray solid line; via the BEM with an imaginary mixing console. Responses were calculated at 1/24 octave intervals via the BEM. The 0dB indicates the direct sound $H_d(f)$.

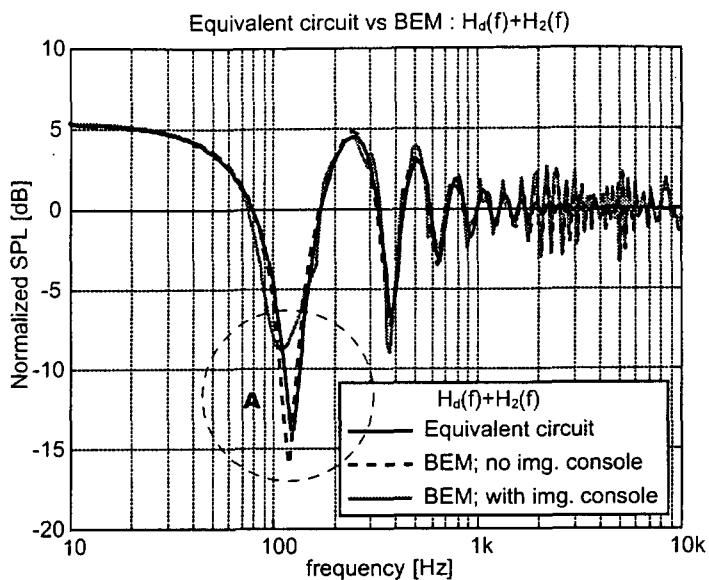


Fig. 7-15 The simulated result of the interference between the direct sound and the reflection from the floor, $H_d(f) + H_2(f)$, via the equivalent circuit model shown as the equation 7.10.

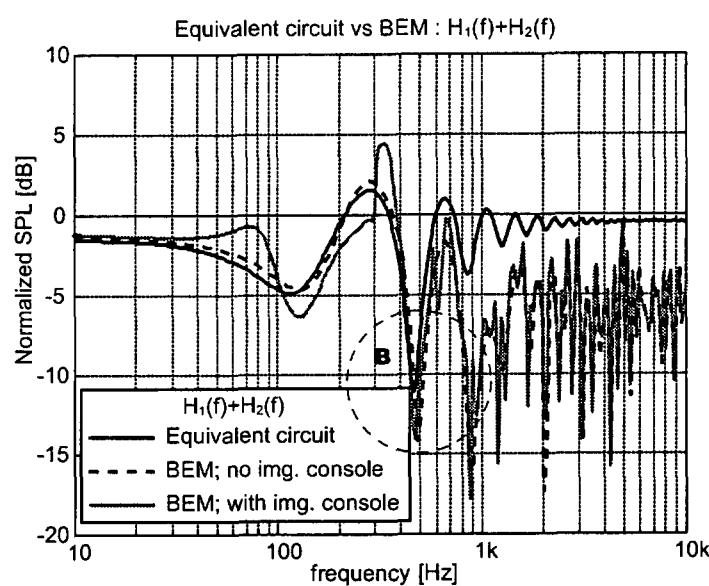


Fig. 7-16 The simulated result of the response excluding the direct sound, $H_1(f) + H_2(f)$, via the equivalent circuit model shown as the equation 7.10.

Fig. 7-17 は、等価回路モデルからローパスフィルタやハイパスフィルタを省略した場合の計算結果を表している。図中、黒実線がローパスフィルタ及びハイパスフィルタを有する基本モデル、黒破線がハイパスフィルタのみを有する場合、黒一点鎖線がローパスフィルタのみを有する場合、灰色実線がローパスフィルタ及びハイパスフィルタを省略した場合のシミュレート結果を示している。

Fig. 7-17 によると、ハイパスフィルタ及びローパスフィルタの双方が、100Hzにおけるディップ周波数の模倣に必要な要素であることが分かる。100Hz のディップが直接音 $H_d(f)$ と床からの反射音 $H_2(f)$ により生じることは、Fig. 7-15 から確認されているが、最終特性におけるディップの模倣には、 $H_2(f)$ に適用されているローパスフィルタだけではなく、 $H_d(f)$ に適用されているハイパスフィルタも重要な役割をしていると考えられる。

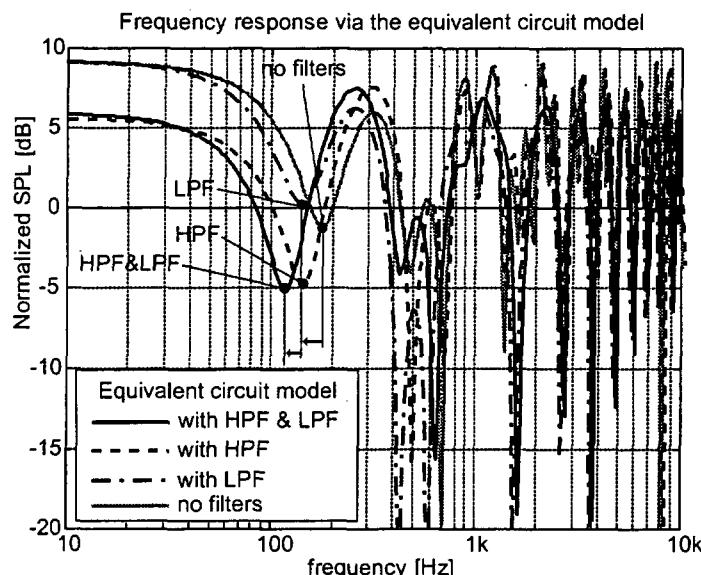


Fig. 7-17 The simulated result via the equivalent circuit model. The black solid line; with the low pass filter and the high pass filter. The black dashed line; only with the high pass filter. The black dash-dotted line; only with the low pass filter. The gray solid line; without any filters.

7-4. 等価回路モデルに関するまとめ

Summary; equivalent circuit model

等価回路モデルによるシミュレート結果と境界要素法による数値解析結果との比較により、等価回路モデルの妥当性が確認された。それにより、モデル化の際に適用したミキシングコンソールが存在する音場の解釈に対する妥当性が確認された。以下、モニタ特性に生じる 100Hz のディップとミキシングコンソールの関係に関して確認された事項をまとめる。

- 1) 「直接音 $H_d(f)$ 」と「床からの低域反射音 $H_2(f)$ 」の 2 つの音の干渉により、100Hz 近傍のディップが生成される。
- 2) 100Hz 近傍のディップの特性に関しては、「直接音 $H_d(f)$ 」と「床からの低域反射音 $H_2(f)$ 」だけではなく、「ミキシングコンソール表面による高域反射音 $H_l(f)$ 」も影響を与える。すなわち、100Hz 近傍のディップの最終的な特性は、「直接音 $H_d(f)$ 」、「ミキシングコンソール表面による高域反射音 $H_l(f)$ 」、「床からの低域反射音 $H_2(f)$ 」の 3 つの音の干渉により形成されている。
- 3) ミキシングコンソールは、音場に対し、クロスオーバーフィルタ的な振る舞いをする。
 - ・ ミキシングコンソール表面より高い方向からの入射波に対しては、ミキシングコンソールは、ハイパスフィルタ的な振る舞いをする。
 - ・ ミキシングコンソール表面より低い方向からの入射波に対しては、ミキシングコンソールは、ローパスフィルタ的な振る舞いをする。
- 4) 実音源 S とコンソール表面に対する虚音源 $S'1$ 及び床に対する虚音源 $S'2$ との距離差が、ミキシングコンソールのクロスオーバーフィルタとしての特性に歪みを与える。
- 5) 歪んだクロスオーバーフィルタとしてのミキシングコンソールの振る舞いが、100Hz 近傍に生じるディップの特徴を形成している。