

論 文

広帯域一定遅延 IIR フィルタを用いた波面合成

松本 豊司[†] 西川 清^{††}

Wavefront Synthesis Using Wideband Constant Delay IIR Filters

Toyoji MATSUMOTO[†] and Kiyoshi NISHIKAWA^{††}

あらまし 直線状スピーカアレーと 2 次元デジタルフィルタを用いた音像移動の実現を目的として、各スピーカに接続される 1 次元フィルタに低次数の低域形の広帯域一定遅延 IIR フィルタを用いた波面合成の方法を提案している。一定遅延 IIR フィルタは、その分母に低域形 MFD 多項式よりも一定遅延域の広い帯域形 MFD 多項式を採用し、振幅については、1 組の複素鏡像零点で低域平坦とし、 $z = -1$ の多重零点とその近傍の 1 組の実鏡像零点により一定遅延域幅に等しい帯域と、合わせて阻止域を形成している。波面合成では、指定の遅延を満たすために偶、奇数次の一定遅延フィルタと整数遅延項を用いた方法を示し、低次数の設計例により仮想音源点の形成を確認している。

キーワード 波面合成, 直線状スピーカアレー, 広帯域一定遅延 IIR フィルタ, 2 次元デジタルフィルタ

1. ま え が き

近年、大画面映像を用いる放送や DVD のシステムでは、立体映像における奥行感と同じように音像に対しても奥行感を入れることが必要とされるようになり、スピーカアレーと多次元フィルタを用いて行う音像移動の方法がいくつか検討されている [1]~[6]。これらの方法は、多次元フィルタの設計が 2 次元周波数域で行われるもの [1], [2] と、時間-空間の領域で行われるもの [3]~[6] とに大別され、前者は設計法が確立されているが、後者はまだ十分とはいえず、種々検討が続けられている。後者の方法では、直線状スピーカアレーと 2 次元デジタルフィルタを用い、音像移動を目的として波面形状の変形を行うために、それを構成する各 1 次元フィルタに対して所望の一定遅延を設定して行う方法が優れている [4]~[6]。ここでは 1 次元フィルタに最大平坦群遅延 (MFD) 多項式が用いられ、FIR 形と IIR オールパス形の二つのタイプが検討されている。本論文では、低域形の MFD 多項式を用いた

場合よりもいっそうの広帯域な一定遅延のフィルタを得るために、帯域形 MFD 多項式 [6] を分母に用いた低域形の広帯域一定遅延 IIR フィルタを偶、奇数次とも低次数で設計する方法を提案する。そして、その広帯域化された一定遅延フィルタを用いた波面合成の方法を示し、設計例を与える。

2. 低域形広帯域一定遅延 IIR フィルタの設計

2.1 帯域形 MFD 多項式を用いた IIR フィルタ

本研究では、非常に広帯域な低域形の IIR フィルタを実現するために、次式の伝達関数 $H(z)$ を用いる。

$$H(z) = h \frac{P_1(z)P_2(z)}{Q(z)} \quad (1)$$

$$P_1(z) = (1 + z^{-1})^{n_z} (1 - z_r z^{-1})(1 - z_r^{-1} z^{-1})$$

$$P_2(z) = \prod_{i=1}^{n_p} (1 - z_{pi} z^{-1})(1 - z_{pi}^{-1} z^{-1})$$

$$Q(z) = \sum_{i=0}^N b_i z^{-i} = \prod_{i=1}^N (1 - z_i z^{-1}) \quad (2)$$

ここで、 $P_1(z)$ は n_z 個の単位円上 $z = -1$ の多重零点とその近傍の 1 組の負の実鏡像零点対 $z = z_r, z_r^{-1}$ ($-1 < z_r < 0$) からなる直線位相多項式であり、阻止域の形成に用いる。 $P_2(z)$ は n_p 組の単位円に関

[†] 金沢大学総合メディア基盤センター, 金沢市

Media Information Center of Kanazawa University, Kakumamachi, Kanazawa-shi, 920-1192 Japan

^{††} 金沢大学工学部情報システム工学科, 金沢市

Department of Information and Systems Engineering, Faculty of Engineering, Kanazawa University, 2-40-20 Kodatsuno, Kanazawa-shi, 920-8667 Japan

する複素鏡像零点からなる直線位相多項式であり、通過域振幅を平坦にするために用いる。\$Q(z)\$ は \$N\$ 次の帯域形 MFD 多項式であり、\$1/Q(z)\$ の群遅延特性は帯域中心 \$f_0\$ において一定遅延量 \$\tau_0\$ に最大平坦近似した特性である [7]。したがって、式 (1) の \$H(z)\$ の群遅延特性 \$\tau(f)\$ は帯域中心では

$$\tau(f_0) = \frac{M}{2} + \tau_0, \quad M = 2(n_p + 1) + n_z \quad (3)$$

となる。ここで、\$M\$ は \$H(z)\$ の分子次数である。\$Q(z)\$ の係数 \$b_i\$ は中心周波数 \$f_0\$ と一定遅延量 \$\tau_0\$ が与えられると、次式の固有値問題を解いて求めることができる。

$$Ab + \lambda b = 0, \quad b = [b_1 b_2 \dots b_N] \quad (4)$$

ただし、\$(N + 1)\$ 次正方行列 \$A\$ の要素 \$a_{ij}\$ は

$$\begin{cases} a_{i,i-1} &= (2\tau - i + 1)(N - i + 1) \\ a_{i,i} &= 2x_0 N \tau_0 - (2\tau_0 + i)i \\ a_{i,i+1} &= (2\tau_0 + N + i + 1)(i + 1) \\ a_{i,j} &= 0, j \neq i - 1, i, i + 1 \end{cases}$$

$$i = 0, 1, \dots, N, \quad x_0 = \cos(2\pi f_0) \quad (5)$$

である。本研究では、帯域形 MFD 多項式を分母に用いるので、文献 [6] によれば、遅延パラメータ \$\tau_0\$ は \$0 > \tau_0 > -0.5\$ として選定される。更に、一定遅延特性を低域形とするために、式 (4) による 1 個の実数固有値 \$\lambda_0\$ は正のものが選ばれる必要があり、このため中心周波数 \$f_0\$ は \$f_0 < 0.25\$ に設定される。なお、ここでの低域形一定遅延特性は \$f = 0\$ 付近では必ずしも遅延量 \$\tau_0\$ に一致しているとは限らず、\$\tau_0\$ から最大で \$\pm 0.1\$ のずれを有する特性までを含むものとする。また、各 \$\tau_0\$ について最も大きい一定遅延域幅 \$f_B\$ を与える中心周波数 \$f_0\$ があり、図 1 に \$N = 4\$ の場合についてそれらの関係を示す。ただし、最大一定遅延域幅 \$f_B\$ は、\$\tau_0\$ から \$\pm 0.1\$ のずれを生ずる高域端の周波数と定義する。この図より、本研究では、\$N = 4, f_0 = 0.23\$ の帯域形 MFD 多項式を選定し、設計に用いる。このとき、最大一定遅延域幅は \$0 > \tau_0 > -0.5\$ において \$0.358\$ 以上の大きさとなる。この最大一定遅延域幅は、低域形 MFD 多項式では次数 \$N = 8\$ のものに相当し [4]、帯域形 MFD 多項式を用いることの有利さがあることが分かる。\$N = 4, f_0 = 0.23, 0 > \tau_0 > -0.5\$ の場合の \$1/Q(z)\$ の最大一定遅延域幅とその群遅延特

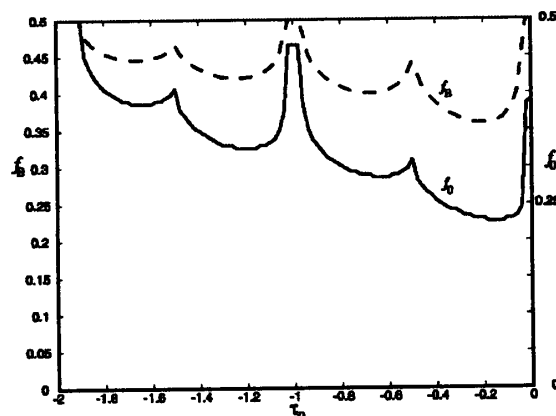


図 1 最大一定遅延域幅 \$f_B\$ と中心周波数 \$f_0(N = 4)\$
Fig. 1 Maximum constant delay bandwidth \$f_B\$ and center frequency \$f_0(N = 4)\$.

表 1 \$\tau_0\$ 対最大一定遅延域幅 (\$N = 4, f_0 = 0.23\$)
Table 1 \$\tau_0\$ and maximum constant delay bandwidth \$f_B(N = 4, f_0 = 0.23)\$.

\$\tau_0\$	最大一定遅延域幅 \$f_B\$
-0.1	0.374
-0.2	0.358
-0.3	0.362
-0.4	0.386

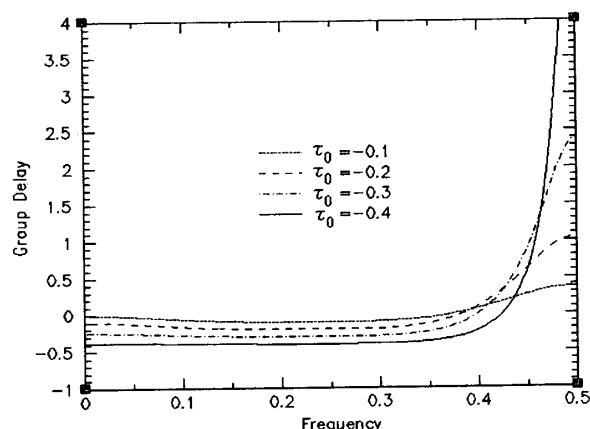


図 2 表 1 の \$1/Q(z)\$ の群遅延特性
Fig. 2 Group delay responses of \$1/Q(z)\$ in Table 1.

性、振幅特性をそれぞれ表 1、図 2、図 3 に示す。図 3 の各振幅特性とも低域ではかなり平坦ではあるが、高域では振幅が大きくなる。次節では、式 (1) の伝達関数 \$H(z)\$ の分子の直線位相多項式 \$P_1(z), P_2(z)\$ を用いて振幅平坦な広帯域低域フィルタを低次数で設計する方法について述べる。

2.2 振幅平坦近似の方法

ここでは式 (1) の伝達関数 \$H(z)\$ において、分母 \$Q(z)\$ と分子の \$P_1(z)\$ が与えられて、\$H(z)\$ の振幅特性が帯域中心 \$\omega = \omega_0\$ で平坦となるよう分子の \$P_2(z)\$

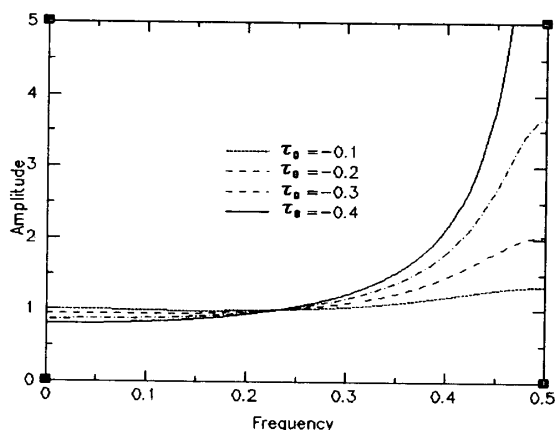


図3 表1の1/Q(z)の振幅特性
Fig. 3 Amplitude responses of 1/Q(z) in Table 1.

を決定する。

振幅平坦となるためには、振幅の2乗関数 $H(z)H(z^{-1})$ が次式を満足すればよい。

$$H(z)H(z^{-1}) = 1 + \sum_{k=M+1}^{\infty} \alpha_k (z+z^{-1}-2x_0)^k \quad (6)$$

すなわち、

$$\begin{aligned} \zeta &= z + z^{-1} - 2x_0 \quad (7) \\ &= 2(\cos \omega - \cos \omega_0) \\ &= (\omega - \omega_0)(v_0 + v_1 \omega + \dots) \end{aligned}$$

とおいて、これを式(6)に代入すると、

$$H(z)H(z^{-1}) = 1 + \sum_{k=M+1}^{\infty} \beta_k (\omega - \omega_0)^k \quad (8)$$

となり、これは $\omega = \omega_0$ において、 M 次の振幅平坦を示すからである。ここで式(6)を、 ζ のべき級数の係数が1次から M 次の項まで零であるという意味で、次式のように表す。

$$H(z)H(z^{-1}) \sim 1 \quad (9)$$

したがって、式(1), (9)より

$$h^2 P_2(z)P_2(z^{-1}) \sim \frac{Q(z)Q(z^{-1})}{P_1(z)P_1(z)} \quad (10)$$

となる。ここで直線位相多項式 $P_1(z)$, $P_2(z)$ を次のようにそれぞれ零位相多項式 $N_1(z)$, $N_2(z)$ として表す。

$$N_1(z) = N_1(z^{-1}) = z^{-(\frac{n_1}{2}+1)} P_1(z) \quad (11)$$

$$N_2(z) = N_2(z^{-1}) = z^{-n_2} P_2(z)$$

式(11)の関係性を式(10)に代入すると、 $N_2(z)$ は次式のようになる。

$$hN_2(z) \sim \{Q(z)Q(z^{-1})\}^{\frac{1}{2}} N_1^{-1}(z) \quad (12)$$

式(12)において、左辺の $N_2(z)$ と右辺の $N_1(z)$ 並びに $Q(z)Q(z^{-1})$ は零位相多項式であるから、式(12)は $\zeta (= z + z^{-1} - 2x_0)$ により表すことができる。そこで次に、式(12)の右辺を次式のように ζ のべき級数に展開する。

$$\{Q(z)Q(z^{-1})\}^{\frac{1}{2}} N_1^{-1}(z) = \sum_{k=0}^{\infty} \gamma_k \zeta^k \quad (13)$$

式(13)の ζ のべき級数は、 $\{Q(z)Q(z^{-1})\}^{\frac{1}{2}}$ と N_1^{-1} の各因数ごとにべき級数展開を行い、それらの積として求めることにする。因数の種類としては、次の三つがある。

(1) 極 z_i によるもの

$$\begin{aligned} (1 - z_i z^{-1})(1 - z_i z) \Big|_{z+z^{-1}=\zeta+2x_0} \quad (14) \\ = (1 - 2x_0 z_i + z_i^2)(1 + s_i \zeta) \end{aligned}$$

$$s_i = -\frac{z_i}{1 - 2x_0 z_i + z_i^2} \quad (15)$$

(2) $z = -1$ の零点によるもの

$$\begin{aligned} (1 + z^{-1})(1 + z) \Big|_{z+z^{-1}=\zeta+2x_0} \quad (16) \\ = 2(1 + x_0)(1 + s_i \zeta) \end{aligned}$$

$$s_i = \frac{1}{2(1 + x_0)} \quad (17)$$

(3) 実鏡像零点 z_r によるもの

$$\begin{aligned} (1 - z_r z^{-1})(1 - z_r z) \Big|_{z+z^{-1}=\zeta+2x_0} \quad (18) \\ = (1 - 2x_0 z_r + z_r^2)(1 + s_i \zeta) \end{aligned}$$

$$s_i = -\frac{z_r}{1 - 2x_0 z_r + z_r^2} \quad (19)$$

これらの三つとも ζ の1次因数であるから、各因数に対するべき級数は、次式のように、二項定理により統一的に表すことができる。

$$(1 + s_i \zeta)^\mu = \sum_{n=0}^{\infty} c(n) \zeta^n \quad (20)$$

$$c(n) = \binom{\mu}{n} s_i^n = \frac{\mu!}{n!(\mu-n)!} s_i^n$$

ただし、 μ, s_i は次のとおりである。

- (1) 極 z_i $\mu = 1/2, s_i$ は式 (15)
- (2) $z = -1$ の零点 $\mu = -1/2, s_i$ は式 (17)
- (3) 実鏡像零点 z_r $\mu = -1, s_i$ は式 (19)

以上のようにして求まった式 (13) に対して、 $k = 0 \sim n_p$ までの項をとることにより、目的とする $N_2(z)$ は次式のように得られる。

$$hN_2(z) = \sum_{k=0}^{n_p} \gamma_k \zeta^k \quad (21)$$

上式を z の多項式で表すと、

$$\begin{aligned} hN_2(z) &= \sum_{k=0}^{n_p} \gamma_k k \sum_{i=0}^k \binom{k}{i} (-2x_0)^{k-i} \sum_{j=0}^i \binom{i}{j} z^{i-2j} \\ &= \sum_{l=0}^{2n_p} c_l z^{n_p-l}, \quad l = n_p + 2j - i \quad (22) \end{aligned}$$

この $N_2(z)$ を解けば、目的とする n_p 組の複素鏡像零点 z_{pi}, z_{pi}^{-1} が求まる。

2.3 対称インパルス応答の IIR フィルタの設計

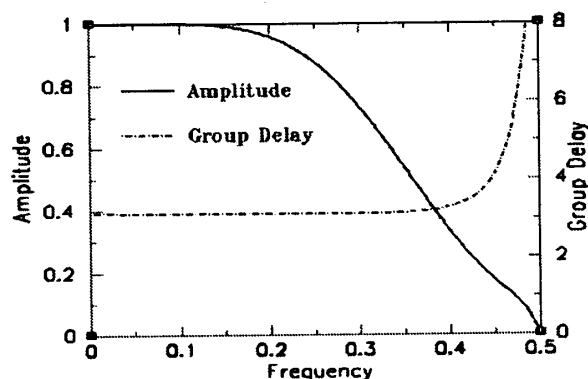
本研究では、広帯域一定遅延で振幅平坦な IIR フィルタを低次数で、できるだけ対称なインパルス応答を有するように設計することとする。なお、2.2 では $f = f_0$ を中心とする振幅平坦近似として述べたが、用いている分母の MFD 多項式が帯域形であるために $f = 0$ 付近の低域で一般に振幅が低下するという問題があるので、ここでは $f = 0$ を中心として振幅平坦近似を行うことにする。したがって、式 (7) の ζ の式では $x_0 = 1$ とおく。IIR フィルタの設計方法を以下に述べる。

(1) 本研究では、分母の帯域形 MFD 多項式 $Q(z)$ として $N = 4, f_0 = 0.23, 0 > \tau_0 > -0.5$ を用いる。また、最大一定遅延域幅はこれらの中の最小値でもある 0.358 とする。これを一定遅延域幅と呼ぶことにする。

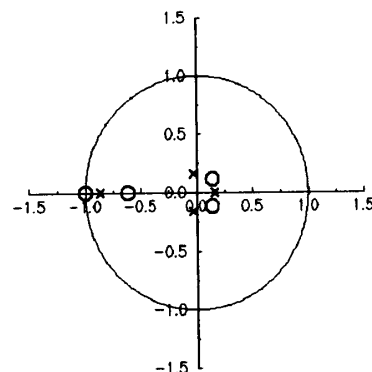
(2) 分子の $N_2(z)$ は最小次数である $n_p = 2$ とする。

(3) 対称なインパルス応答が得られるようにするために、分子の $N_1(z)$ を振幅の帯域幅が一定遅延域幅に等しくなるように決める。ただし、ここでは振幅の帯域幅は振幅が 0.5 に低下した周波数とする。3. の波面合成において IIR フィルタは偶、奇数次がともに必要とされるので、偶数次を設計するときは $n_z = 0$ または 2、奇数次の場合は $n_z = 1$ または 3 とする。

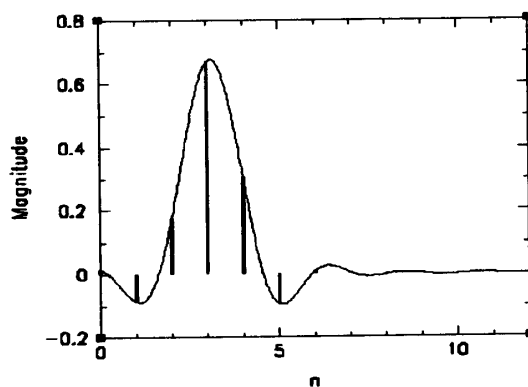
具体的な手順は次のとおりである。最初 $n_z = 0$ (奇数次では $n_z = 1$) と置き、実鏡像零点 z_r を $-1 < z_r < 0$ において変化させて帯域幅=一定遅延域幅となる z_r を求める。解がないときは $n_z = 2$ (奇数次では $n_z = 3$) に増して同様に行う。表 1 の範囲のフィルタに対しては、 $n_z = 0 \sim 2$ でよかった。図 4、図 5 に $\tau_0 = -0.4$ で、それぞれ $n_z = 1, 2$ の場合について得られた IIR フィルタの振幅特性、零点・極の分布 (単位円外零点は都合により省く)、インパルス応答を群遅延特性とともに示す。



(a) Amplitude and group delay responses



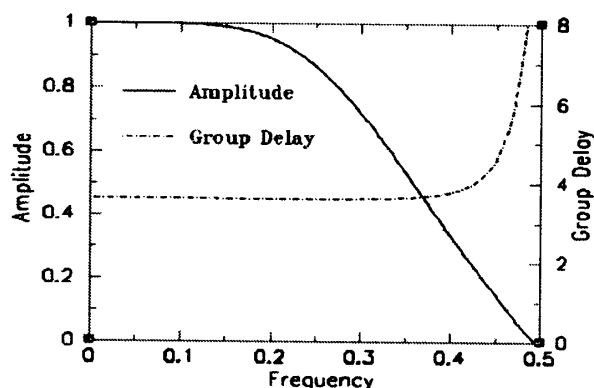
(b) Location of zeroes and poles



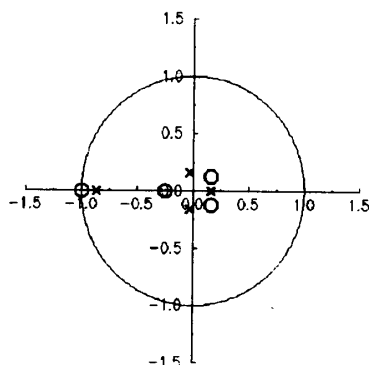
(c) Impulse response

図 4 奇数次 IIR フィルタ ($\tau_0 = -0.4, n_z = 1$)
Fig. 4 Odd order IIR filter ($\tau_0 = -0.4, n_z = 1$).

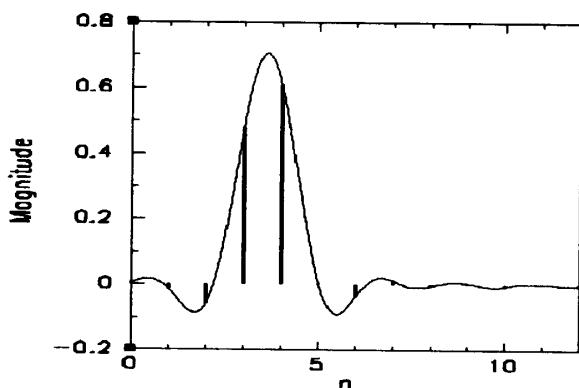
論文/広帯域一定遅延 IIR フィルタを用いた波面合成



(a) Amplitude and group delay responses



(b) Location of zeroes and poles



(c) Impulse response

図5 偶数次 IIR フィルタ ($\tau_0 = -0.4, n_z = 2$)
Fig.5 Even order IIR filter ($\tau_0 = -0.4, n_z = 2$).

これらの IIR フィルタの伝達関数 $H(z)$ は分母次数が $N = 4$ に対して、分子次数は高く $M = 8$ である。なお、インパルス応答では、離散点を Sinc 関数で補間した滑らかな波形も示す。図 4(c)、図 5(c)とも、これらの波形の主パルスのピーク点は式 (3) で与えられる群遅延の大きさと一致し、かつ、そのピーク点に関して波形が左右でほぼ対称となっているのが分かる。

3. 一定遅延フィルタを用いた波面合成

3.1 合成の方法

図 6 に、指向性アレースピーカとそれが作るうと

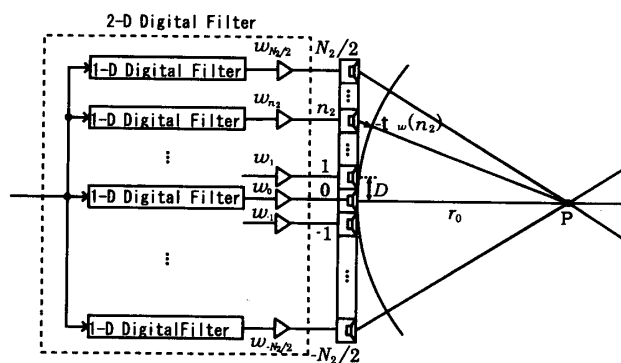


図6 指向性アレースピーカと仮想音源点
Fig.6 Directional array loudspeaker and a virtual sound source point.

する仮想音源点の関係を示す [4], [5]. ここで、指向性アレースピーカは 2 次元デジタルフィルタと直線状スピーカアレー (間隔 D , 個数 $N_2 + 1$) の縦続構成である。ただし、本論文ではスピーカの特性は理想として扱う。2 次元デジタルフィルタを構成する各 1 次元デジタルフィルタに、本研究では、2. で与えた IIR 低域フィルタを使用し、仮想音源点を形成するために各スピーカからの出力に対して要求される一定遅延を群遅延として設定する。ここでは、仮想音源点の位置を、図 6 に示すように、スピーカアレーの真正面方向の距離 r_0 の点 P とする。中央のスピーカを基準としたとき、各スピーカからの出力に必要な遅延量 $\tau_w(n_2)$ は次式で表される。

$$\tau_w(n_2) = -\frac{\sqrt{r_0^2 + (n_2 D)^2} - r_0}{cT} \quad (23)$$

$$n_2 = -\frac{N_2}{2} \sim \frac{N_2}{2}, \quad c: \text{音速} (= 340 \text{ [m/s]})$$

ただし、 $\tau_w(n_2)$ はデジタルフィルタのサンプリング間隔 T で規格化してあり、一般に分数値である。また、図 6 におけるスピーカアレーの広がり $N_2 D$ と仮想音源点までの距離 r_0 で決まる次式の角度 ϕ_c は、文献 [1] によれば、集束ビームの角度幅でもある。

$$\tan \phi_c = \frac{N_2 D}{2r_0} \quad (24)$$

更に、指向性アレースピーカの設計では、空間エリアシングの影響を入れないための条件として次式の関係が用いられる [8].

$$\frac{D}{cT} = \frac{2}{1 + \sin \phi_c} \quad (25)$$

したがって、式 (23) における T として、式 (24), (25)

より導かれる T が用いられる. 式 (23) で与えられる遅延量 $\tau_w(n_2)$ の一定遅延を各 IIR フィルタの群遅延特性として設定する.

図 6 において, フィルタとスピーカの間には置かれた係数乗算器 w_{n_2} , $n_2 = -N_2/2 \sim N_2/2$ は空間窓である. 文献 [4], [5] では, ハミング窓が使われたが, 形成されたビームのエッジは必ずしも仕様で指定された角度 ϕ_c に一致してはいなかった. 本研究では, 式 (24) で与えられる角度 ϕ_c のビームエッジに整形できるようにするために 2 乗余弦ロールオフ特性 (ρ : ロールオフ率) を用いる. また, 同時に, 各スピーカからの音の距離による減衰の補償も行えるようにする. したがって, 窓関数の係数 w_{n_2} は次式のように, 2 乗余弦ロールオフ係数 S_{n_2} と減衰補償項との積として表す.

$$w_{n_2} = S_{n_2} \sqrt{1 + \left(\frac{n_2 D}{r_0}\right)^2}$$

$$n_2 = -N_2/2 \sim N_2/2 \quad (26)$$

$$S_{n_2} = \begin{cases} 1, & |n_2| \leq \frac{1-\rho}{1+\rho} \left(\frac{N_2}{2} + 1\right) \\ \cos^2 \left[\left\{ |n_2| - \frac{1-\rho}{1+\rho} \left(\frac{N_2}{2} + 1\right) \right\} \frac{(1+\rho)\pi}{4\rho(N_2/2+1)} \right] & \frac{1-\rho}{1+\rho} \left(\frac{N_2}{2} + 1\right) < |n_2| \leq \frac{N_2}{2} \end{cases} \quad (27)$$

ここで, $\rho = 1$ の 2 乗余弦ロールオフ特性はハミング窓となるが, 本研究では $1 > \rho > 0$ として用いる.

3.2 一定遅延の設定方法

式 (23) による $|n_2| = 0 \sim N_2/2$ に対する分数の一定遅延は各 IIR フィルタのインパルス応答における主パルスの中心位置に対応すると考えることができ, それらのパルス中心を零位相 2 次元デジタルフィルタの時間-空間応答平面上に示すと, 図 7 のようにな

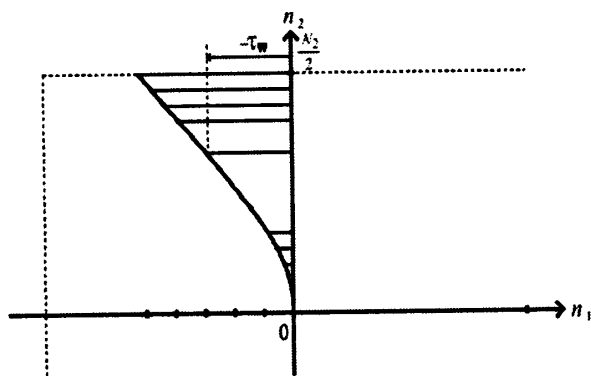


図 7 各 IIR フィルタの所望の遅延 τ_w
Fig. 7 Description of desired delay for IIR filters.

る. ここで, 時間軸はサンプリング間隔で規格化して表してある. 各 IIR フィルタの一定遅延が図 7 に示されるような所望の遅延を満たすようにするために, 図 4, 図 5 に示したような IIR フィルタのインパルス応答を, まず分子の遅延量 $M/2$ の分だけ進ませた上で, 指定の負の遅延に近づくために更に整数の遅延 ($-L$) の分だけ進ませることとする. したがって, 一定遅延 IIR フィルタの伝達関数は $z^{L+M/2} H(z)$ となり, その一定遅延 $\tau(f_0)$ は, 式 (3) を修正して

$$\tau(f_0) = \tau_0 - L \quad (28)$$

となる. したがって, 式 (23) と式 (28) を等値することにより τ_0 と L の値が決定できる. 図 8 に遅延設定の様子を示す. ところで, $0 > \tau_0 > -0.5$ であるから, 式 (28) では $-0.5 \sim -1.0$ の範囲の小数值の一定遅延は設定することができない. また, 図 8 のように $M/2$ だけインパルス応答を進ませてよいのはフィルタ次数, したがって分子次数 M が偶数に限られる. そこで, 奇数次の応答は図 9 に示すように, 更に $1/2$

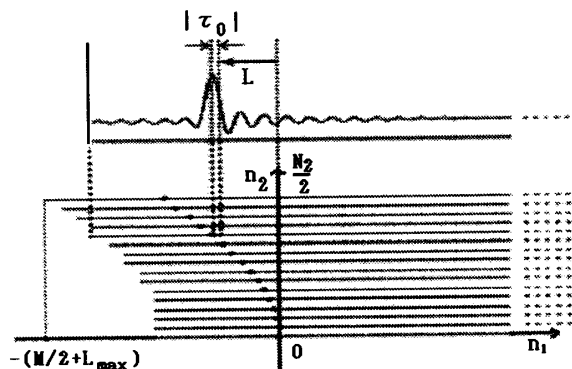


図 8 一定遅延 IIR フィルタによる遅延設定
Fig. 8 Delay setting by using constant delay IIR filters.

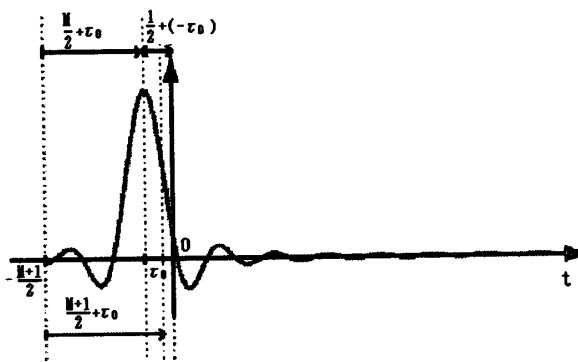


図 9 $(M+1)/2$ だけ進ませた奇数次 IIR フィルタのインパルス応答
Fig. 9 Impulse response of odd order IIR filter with the delay $-(M+1)/2$.

論文/広帯域一定遅延 IIR フィルタを用いた波面合成

だけ進ませることにより、インパルス応答のサンプルタイミングも合わせられ、同時に一定遅延 $\tau(f_0)$ が

$$\tau(f_0) = \tau_0 - 0.5 - L \tag{29}$$

となり、 $-0.5 \sim -1.0$ の遅延設定が可能となる。

3.3 設計例

スピーカ間隔 $D = 0.068$ [m], $N_2 + 1 = 15$ 個のスピーカアレーを用いて距離 $r_0 = 0.5$ [m] にビーム幅 $2\phi_c$, $\phi_c = 43.6^\circ$ のビームにより仮想音源点を形成する。設計結果の各パラメータを表 2 に示す。ただし、 $1/T = 5,919$ [Hz] である。図 10 に設計した 1 次元 IIR フィルタのインパルス応答における遅延の様子を示す。更に、図 11 には設計した 2 次元デジタルフィルタのインパルス応答を示す。また、この 2 次元フィルタに対するインパルス列応答がスピーカアレーから空間に音として放射された結果の瞬時振幅分布を、計算により求めて (付録参照) 図 12 に示す。図 12 (a), (b) より、スピーカアレーから放射された音の波が合成されて指定の $r_0 = 0.5$ [m] の位置にいったん集束し、その後、その点から後方に向けて音が $|\phi| < \phi_c$ の範囲に波面合成されて同心円状に広がっていく様子を見ることができる。すなわち、点 $(r_0, 0)$ での仮想音源点形成が確認できる。図 12 (b) において点 $(r_0, 0)$

表 2 求めた各パラメータ値 ($N = 4, r_0 = 0.5$)
Table 2 Decided parameter values ($N = 4, r_0 = 0.5$).

$ n_2 $	τ_w	τ_0	L	n_z	n_p	M	z_r
0	0.000	0.000	0	0	2	6	-0.724
1	-0.080	-0.800	0	0	2	6	-0.376
2	-0.316	-0.316	0	2	2	8	-0.190
3	-0.697	-0.197	0	1	2	7	-0.400
4	-1.205	-0.205	1	0	2	6	-0.999
5	-1.822	-0.322	1	1	2	7	-0.537
6	-2.530	-0.030	2	1	2	7	-0.312
7	-3.314	-0.314	3	2	2	8	-0.188

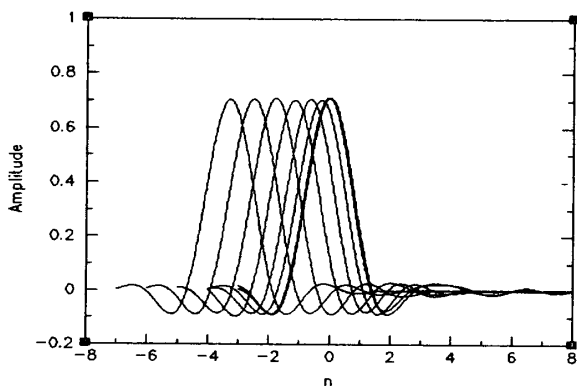


図 10 設計した 1 次元 IIR フィルタのインパルス応答
Fig. 10 Impulse responses of designed 1-D IIR filters.

を通る 2 本の補助線は $\phi = \pm\phi_c$ のビームエッジを示す。この図 12 に示された合成波において、スピーカアレーサイズが有限 ($= N_2 + 1$), したがって、2 次元フィルタの次数も有限であることから低域で指向性と振幅特性の劣化が顕著であるため [1], [4]~[6], 低域成

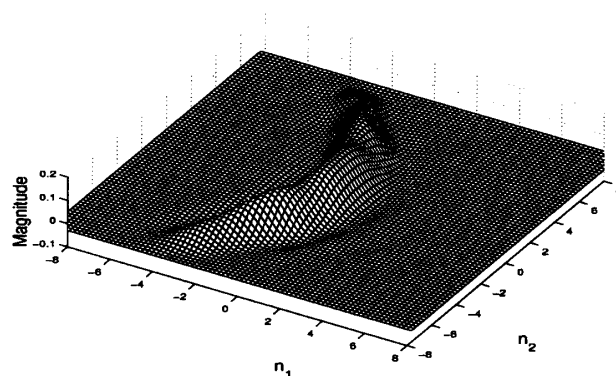
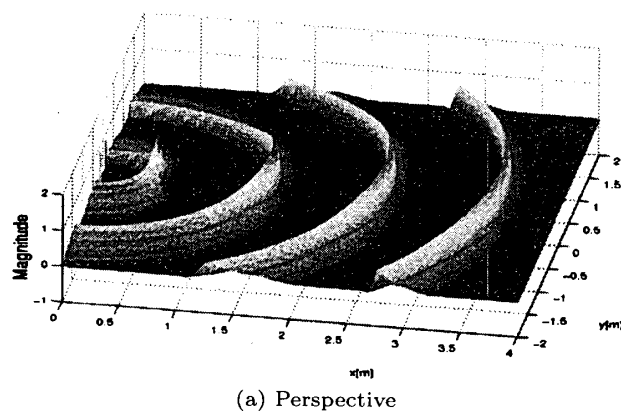
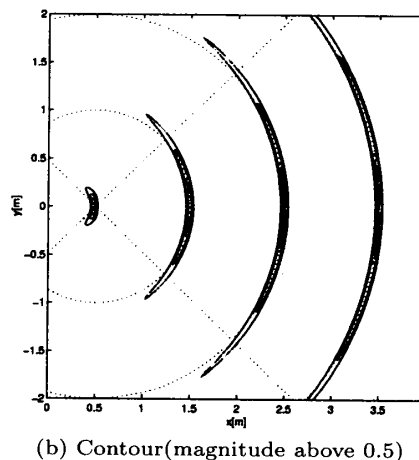


図 11 設計した 2 次元デジタルフィルタのインパルス応答 ($\rho = 0.497, k = 0.183$)
Fig. 11 Impulse response of designed 2-D IIR filter ($\rho = 0.497, k = 0.183$).



(a) Perspective



(b) Contour(magnitude above 0.5)

図 12 指向性アレースピーカのインパルス列応答の空間分布
Fig. 12 The spatial distribution of impulse train responses for the directional array speaker.

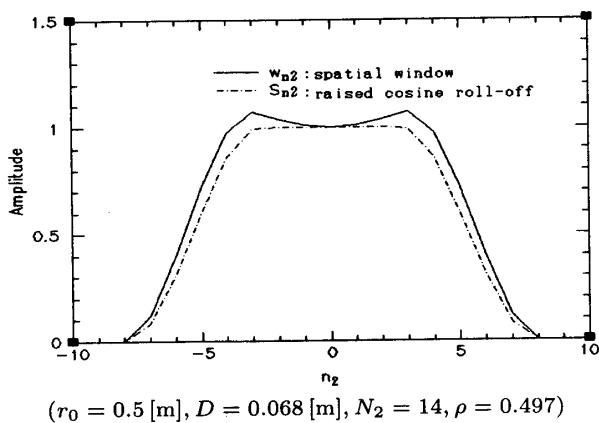


図 13 空間窓の振幅特性
Fig. 13 Amplitude responses of the spatial window.

分だけ波面の形成への寄与は少ない。なお、ここで用いた空間窓のロールオフ率は $\rho = 0.497$ であり、2次元フィルタに対する規格化係数は $k = 0.183$ である。図 13 に空間窓の振幅特性を示す。これらのロールオフ率 ρ とフィルタの規格化係数 k の求め方は、指向性アレースピーカの応答の空間分布の計算方法とともに付録に示す。

4. むすび

帯域形 MFD 多項式を分母に用いた低域形の広帯域一定遅延 IIR フィルタの低次数設計を偶、奇数次とも与えた。このフィルタは低域形 MFD 多項式を用いたものよりその次数を半減できる利点がある。そして、直線状スピーカアレーと 2次元デジタルフィルタとによる音像移動実現を目的として、各スピーカに接続される 1次元フィルタにその一定遅延 IIR フィルタを用いた波面合成の方法について述べ、空間窓にはビームエッジの整形と距離による減衰の補償の行えるタイプを用いた。そして、設計例を与えて仮想音源点の形成を確認した。

文 献

- [1] 西川 清, 横山哲哉, 宮岸美貴子, “直線状スピーカアレーと 2次元 FIR フィルタを用いた音像移動の方法,” 信学論 (A), vol. J83-A, no.7, pp.839-849, July 2000.
- [2] 西川 清, 志村 智, 横山哲哉, 宮岸美貴子, “2次元デジタルフィルタを用いた音像移動と集束ビーム形成,” AES 東京コンベンション'99 予稿集, pp.166-169, July 1999.
- [3] S. Komiyama, A. Morita, K. Kurozumi, and K. Nakabayashi, “Distance control of sound images by a two-dimensional loudspeaker array,” J. Acoust. Soc. Jpn. (E), vol.13, no.3, pp.171-180, March 1992.
- [4] 酒井紀之, 西川 清, “分数遅延 MFD-FIR フィルタを用いた波面合成,” 第 14 回 DSP シンポジウム講演論文集,

C5-2, pp.593-598, Nov. 1999.

- [5] 石毛広行, 西川 清, “分数遅延 MFD オールパスフィルタを用いた波面合成,” 第 15 回 DSP シンポジウム講演論文集, B3-2, pp.261-265, Nov. 2000.
- [6] 渡辺清明, 西川 清, “広帯域一定遅延特性の帯域型 MFD 多項式とそれを用いた波面合成,” 信学技報, AE2001-86, Nov. 2001.
- [7] 佐藤正光 “遅延最大平坦帯域デジタルフィルタ,” 信学論 (A), vol. J59-A, no.12, pp.1065-1071, Dec. 1976.
- [8] 西川 清, 大野広祥, 唐 新華, 金森丈郎, 直野博之, “広帯域ビーム形成用 2次元 FIR ファンフィルタの 2次元フーリエ級数近似による設計法,” 信学論 (A), vol. J83-A, no.12, pp.1357-1367, Dec. 2000.

付 録

指向性アレースピーカの応答の空間分布の計算方法

図 A.1 (図 6) に示す指向性アレースピーカを構成する 2次元デジタルフィルタの伝達関数 $H(z_1, z_2)$ は次式で表される。

$$H(z_1, z_2) = \sum_{n_2=-N_2/2}^{N_2/2} w_{n_2} \cdot H_{n_2}(z_1) z_2^{-n_2} \quad (\text{A.1})$$

ただし、 $H_{n_2}(z_1)$ は図中の 1次元デジタルフィルタであり、本研究では、3.2 で示した一定遅延 IIR フィルタ $z^{L+M/2}H(z)$ があてられる。しかし、図 12 の例からも分かるように、一定遅延 IIR フィルタはほとんど対称なインパルス応答を有することから、 $H_{n_2}(z_1), n_2 = -N_2/2 \sim N_2/2$ を次式のように、応答長が $N_1 + 1 = M + 2L + 1$ である FIR フィルタとして表すことにする。

$$H_{n_2}(z_1) = \sum_{n=0}^{N_1} h(n - N_1/2, n_2) z_1^{-n} \quad (\text{A.2})$$

ここで、係数 $h(n - N_1/2, n_2)$ は図 12 の各インパルス応答に相当する。各 1次元 IIR フィルタの入力信号を $s(nT) = \delta(nT)$ 、窓関数の係数乗算器 w_{n_2} の出力信号を $g_{n_2}(nT)$ とし、各スピーカ出力を $v_{n_2}(nT)$ とすると、 $g_{n_2}(nT), v_{n_2}(nT)$ は次式で表される。

$$g_{n_2}(nT) = w_{n_2} \cdot h\left(n - \frac{N_1}{2}, n_2\right) \quad (\text{A.3})$$

$$n = 0, 1, \dots, N_1$$

$$v_{n_2}(t) = \sum_{n=0}^{N_1} g_{n_2}(nT) \frac{\sin \frac{\pi}{T}(t - nT)}{\frac{\pi}{T}(t - nT)} \quad (\text{A.4})$$

ただし、 $g_{n_2}(nT)$ は D-A 変換後に理想低域フィルタ

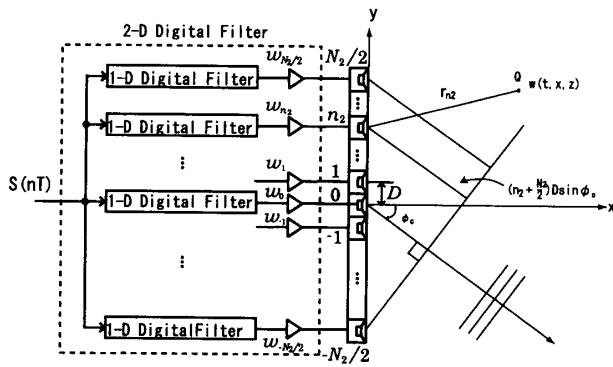


図 A.1 指向性アレースピーカと ϕ_c 方向の波面
Fig. A.1 Direction array speaker and wavefront in the ϕ_c direction.

で処理されるものとし、スピーカも理想特性を有するものとする。図 A.1 の点 Q での指向性アレースピーカの応答 $w(t, x, y)$ は次式で表される。

$$w(t, x, y) = \sum_{n_2=-N_2/2}^{N_2/2} \frac{1}{r_{n_2}} v_{n_2} \left(t - \frac{r_{n_2}}{c} \right) \quad (\text{A.5})$$

$$r_{n_2} = \sqrt{x^2 + (y - n_2 D)^2} \quad (\text{A.6})$$

波頭が x 方向の距離 R に達したときの過渡応答波の空間分布は次式で与えられる。

$$w\left(\frac{R}{c}, x, y\right) = \sum_{n_2=-N_2/2}^{N_2/2} \frac{1}{r_{n_2}} v_{n_2} \left(\frac{R - r_{n_2}}{c} \right) \quad (\text{A.7})$$

本論文では $s(nT)$ をインパルス列とした。なお、既存の作画ソフトを用いてこのようなインパルス列応答の空間分布をそのままの大きさで描くと、本題である波面形状の変形の様子を伝えることが困難となるので、本論文では $w(R/c, x, y)$ に原点からの距離

$$r = \sqrt{x^2 + y^2} \quad (\text{A.8})$$

を掛けた次式の $w_N(R/c, x, y)$ を用いている。

$$\begin{aligned} w_N\left(\frac{R}{c}, x, y\right) &= r \cdot w\left(\frac{R}{c}, x, y\right) \quad (\text{A.9}) \\ &= \sum_{n_2=-N_2/2}^{N_2/2} \frac{r}{r_{n_2}} v_{n_2} \left(\frac{R - r_{n_2}}{c} \right) \end{aligned}$$

次に、2次元インパルス応答に対する規格化係数 k と空間窓のロールオフ率 ρ の導出について述べる。規格化係数 k は、正面方向の遠方での空間応答 $w_N(R/c, x, y)$ の最大値 W_0 を求め、その逆数として求める。また、ロールオフ率 ρ については、 ϕ_c 方向 (図 A.1) と正

面方向のそれぞれ遠方での $w_N(R/c, x, y)$ の最大値の比 W_{ϕ_c}/W_0 が 0.5 となるときの ρ の値とする。

(1) 正面方向の遠方での空間応答 $w_N(R/c, x, y)$ の最大値 W_0

正面方向の遠方では $|y|/x \ll 1$ であるから、式 (A.8), (A.6) より $r \doteq x$, $r_{n_2} \doteq x$, $r/r_{n_2} \doteq 1$ である。したがって、

$$\begin{aligned} w_N\left(\frac{R}{c}, x, y\right) \Big|_{\text{正面遠方}} & \\ \doteq \sum_{n_2=-N_2/2}^{N_2/2} v_{n_2} \left(\frac{R-x}{c} \right) & \quad (\text{A.10}) \end{aligned}$$

となり、右辺の最大値 W_0 は

$$W_0 = \sum_{n_2=-N_2/2}^{N_2/2} v_{n_2}(t) \Big|_{\text{max}} \quad (\text{A.11})$$

として求めることができる。

(2) ϕ_c 方向の遠方での空間応答 $w_N(R/c, x, y)$ の最大値 W_{ϕ_c}

ϕ_c 方向は

$$y = x \tan \phi_c \quad (\text{A.12})$$

の関係が成り立つから、式 (A.8), (A.6) はそれぞれ次のように変形される。

$$r = \frac{x}{\cos \phi_c} \quad (\text{A.13})$$

$$\begin{aligned} r_{n_2} &= \frac{1}{\cos \phi_c} \\ &\cdot \sqrt{(x - n_2 D \sin \phi_c \cos \phi_c)^2 + n_2^2 D^2 \cos^4 \phi_c} \end{aligned} \quad (\text{A.14})$$

更に、 ϕ_c 方向の遠方では $x \gg 1$ であるから、 $r/r_{n_2} \doteq 1$ 及び

$$r_{n_2} \doteq \frac{x}{\cos \phi_c} - n_2 D \sin \phi_c \quad (\text{A.15})$$

である。したがって、

$$\begin{aligned} w_N\left(\frac{R}{c}, x, y\right) \Big|_{\phi_c \text{ 方向遠方}} & \quad (\text{A.16}) \\ \doteq \sum_{n_2=-N_2/2}^{N_2/2} v_{n_2} \left(\frac{R - \frac{x}{\cos \phi_c} + n_2 D \sin \phi_c}{c} \right) \end{aligned}$$

となり、右辺の最大値 W_{ϕ_c} は

$$W_{\phi_c} = \sum_{n_2=-N_2/2}^{N_2/2} v_{n_2} \left(t - \frac{n_2 D \sin \phi_c}{c} \right) \Bigg|_{max} \quad (A.17)$$

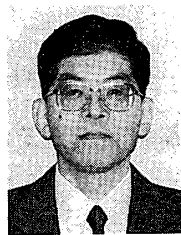
として求めることができる。式 (A.17) における時間遅れ $(n_2 D \sin \phi_c)/c$ は、図 A.1 に示すように、 ϕ_c 方向遠方に平面波を形成しようとする場合の各スピーカ出力での遅延量を表している。

(平成 15 年 11 月 19 日受付, 16 年 5 月 6 日再受付,
6 月 24 日最終原稿受付)



松本 豊司 (正員)

昭 47 金沢工大・電気卒。同年金沢大・工・教務員。昭 59 助手。平 2 講師。平 13 助教授。1 次元及び多次元デジタルフィルタの設計に関する研究に従事。情報処理学会, IEEE 各会員。



西川 清 (正員)

昭 43 金沢大・工・電気卒。昭 45 同大学院修士課程了。同年金沢大・工・助手。昭 51 講師。昭 56 助教授。昭 64 教授。最近は、1 次元及び多次元デジタルフィルタの設計並びに音響ビームフォーミングに関する研究に従事。日本音響学会, 映像情報メディア学会, 電気学会, IEEE 各会員。