

## ■ まえおき

- ・ タイトル

ハウリングキャンセラ向けの周波数シフト回路の設計

- ・ 実際の発表内容

ハウリングキャンセラ向けの周波数シフト回路を構成する **II Rヒルベルト変換フィルタ対の設計**

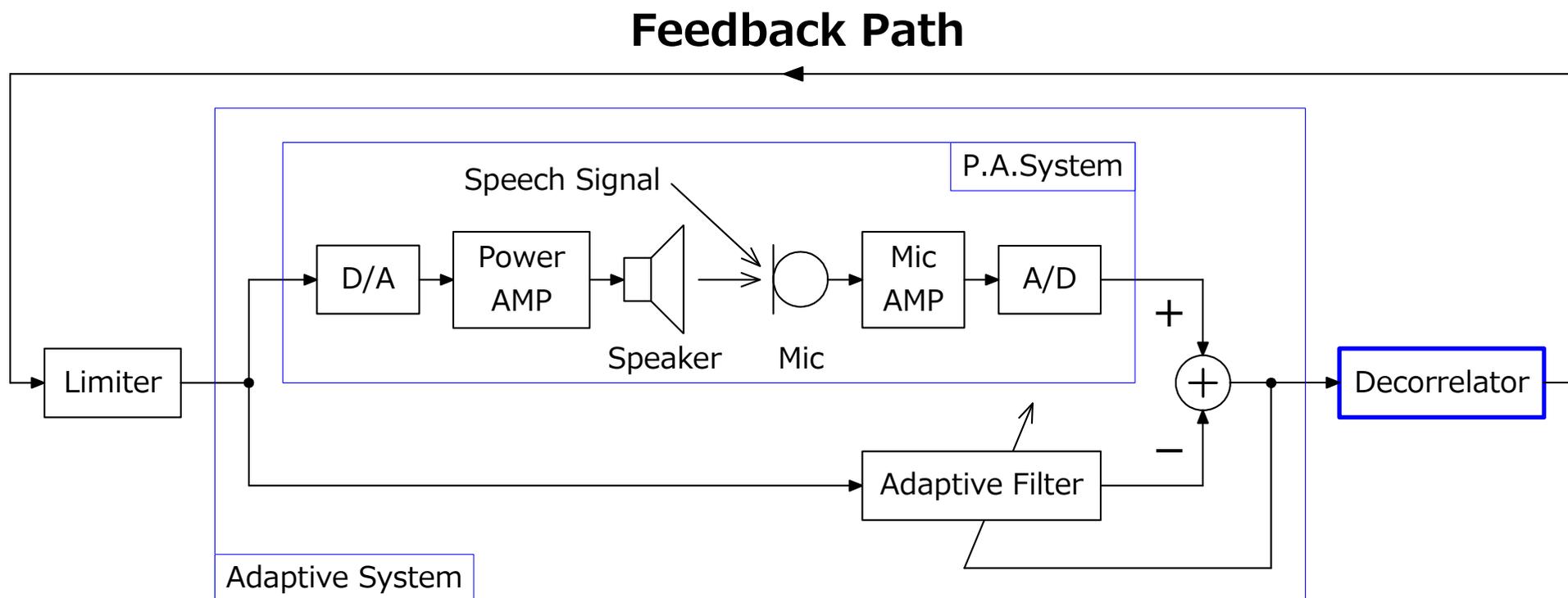
⇒ **低遅延・高精度の90° フェーズシフター**  
(II Rフィルタ・ペア) を実現

⇒ **ただし直線位相ではない** (パルス波形は歪む,  
データ通信等の用途には向かない)

◎最終的な目的は適応フィルタを用いたハウリング・  
キャンセラの音質改善, 安定性向上

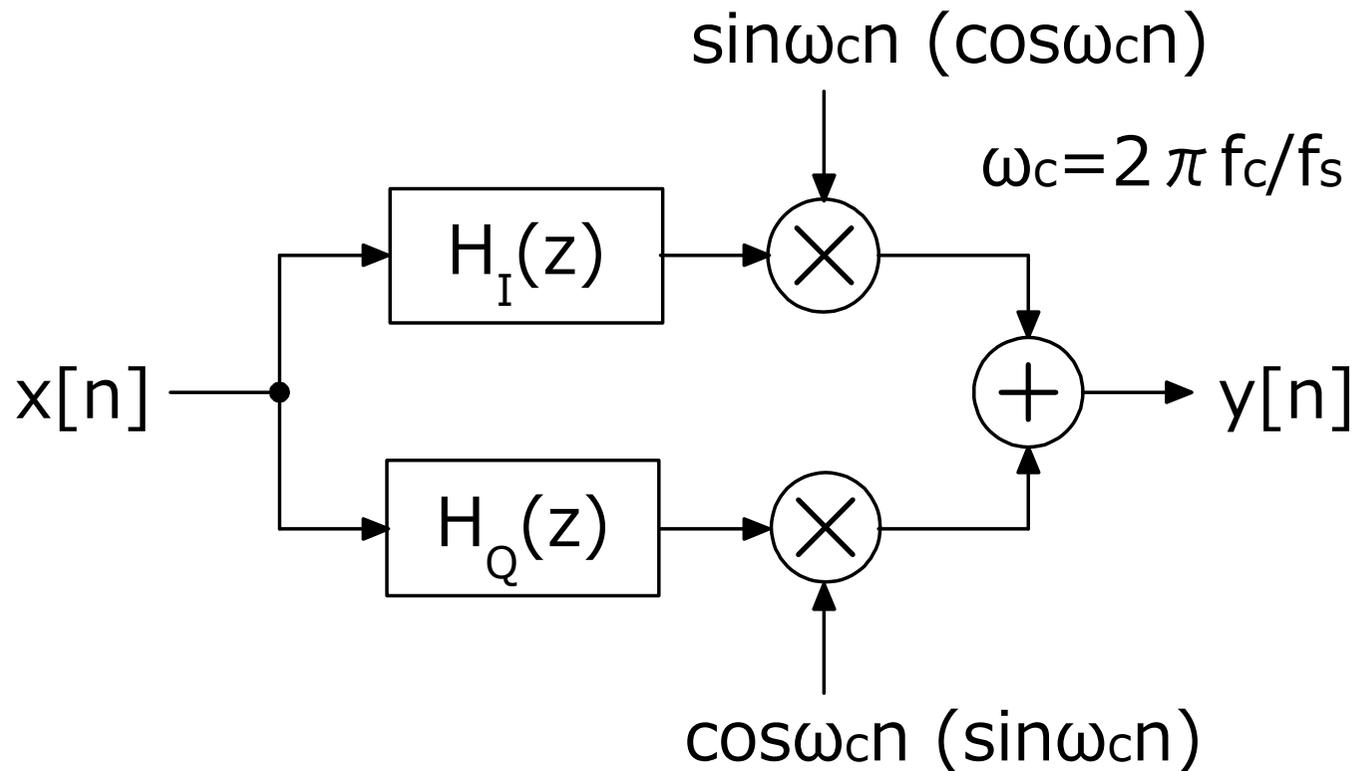
## ■ 適応フィルタを用いたハウリング・キャンセラ

- ・ 適応フィルタの動作の安定化のため、フィードバックパスにDecorrelatorを挿入（遅延回路，周波数シフト回路，ピッチシフト回路等）
- ・ 周波数シフトは実現が容易で，安定化の効果も良好



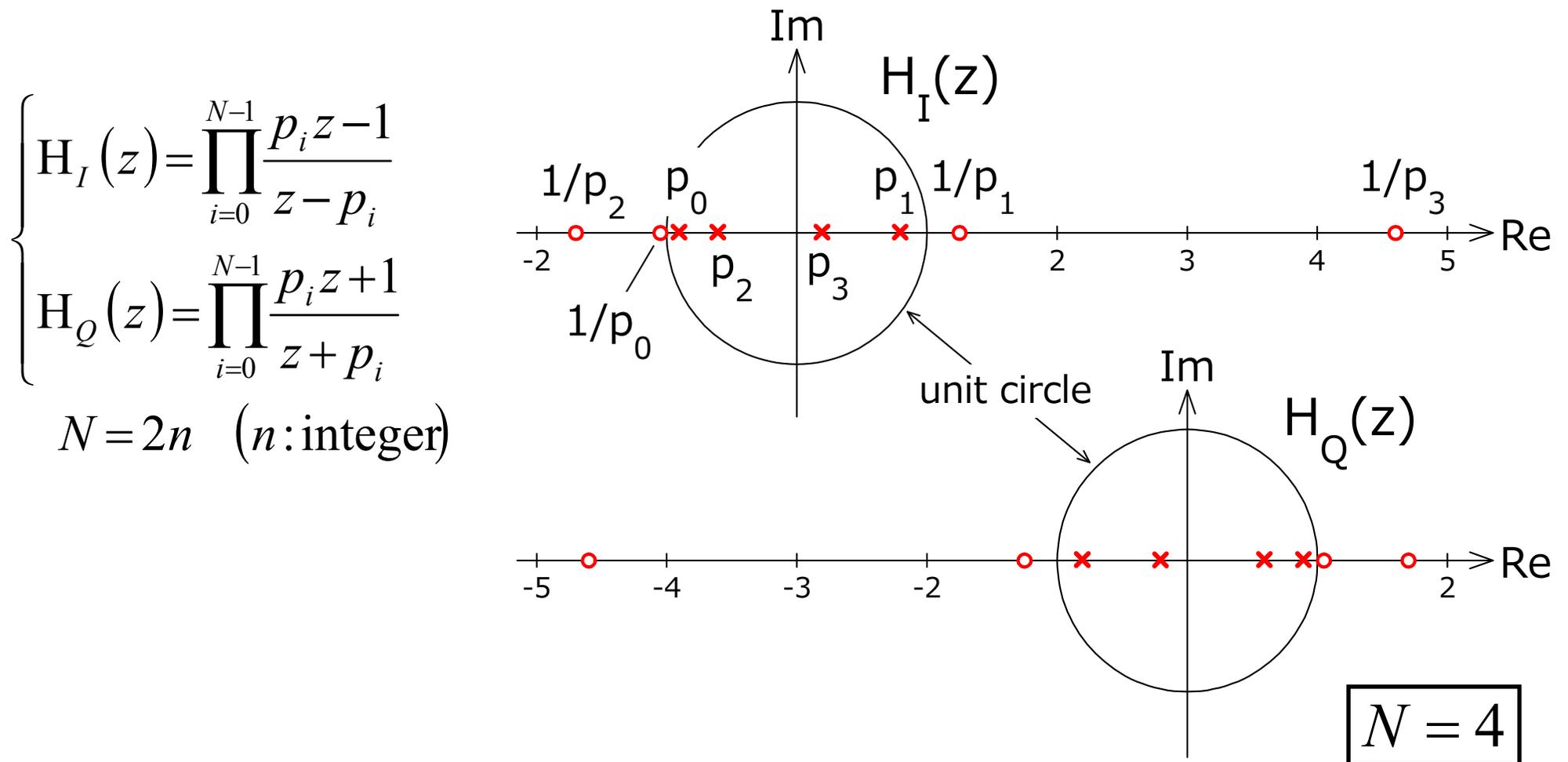
## ■ 周波数シフト回路の構成

- ・  $H_I(z)$  ,  $H_Q(z)$  はヒルベルト変換器 (フィルタ対)
- ・ F I R フィルタでは高精度かつ低遅延での実現が困難  
⇒ I I R フィルタを用いる



## ■ IIR構成ヒルベルト変換フィルタ対 (1/3)

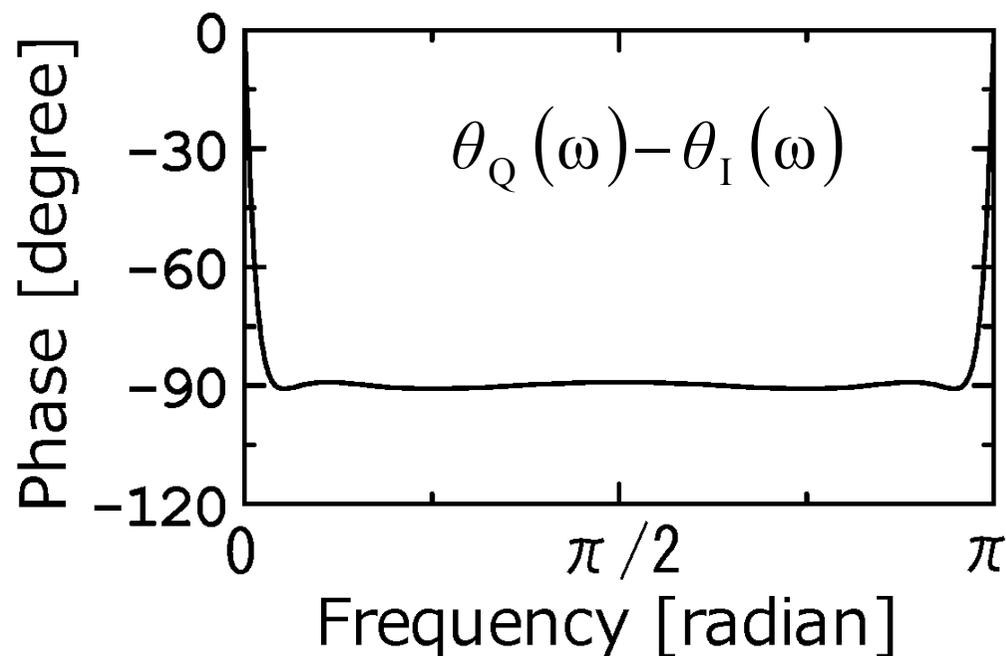
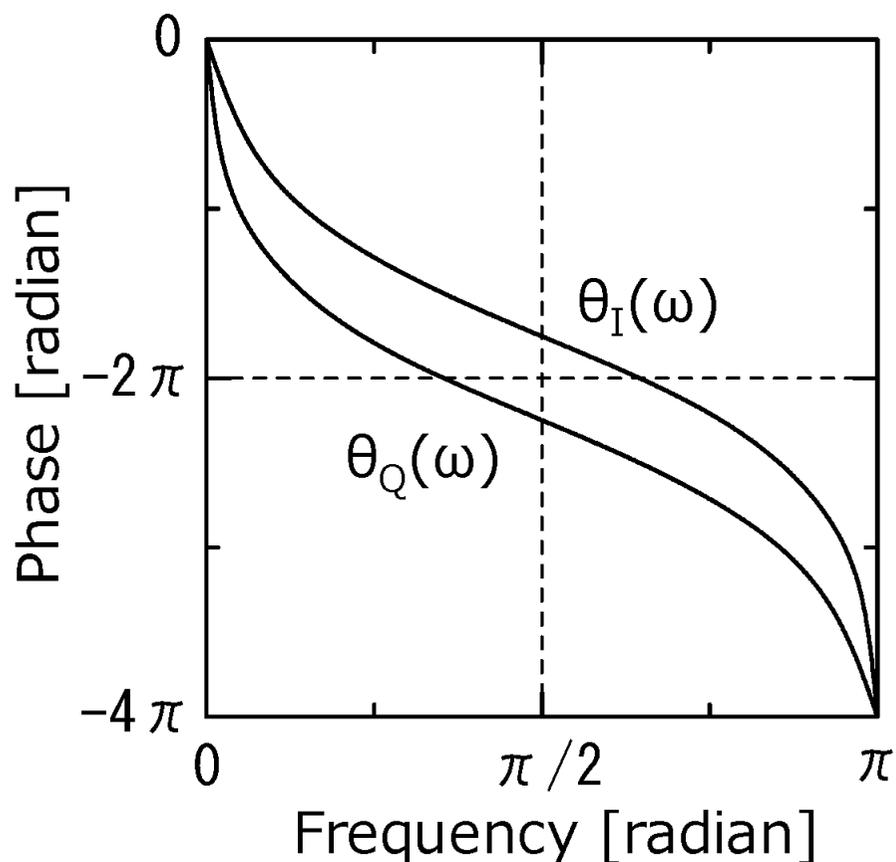
- ・ 一次オールパス・フィルタの縦続接続
- ・  $H_I(z)$  ,  $H_Q(z)$  は対称的な極零点配置を有する



## ■ IIR構成ヒルベルト変換フィルタ対 (2/3)

$H_I(z)$ ,  $H_Q(z)$  は対称的な極零点配置を有する

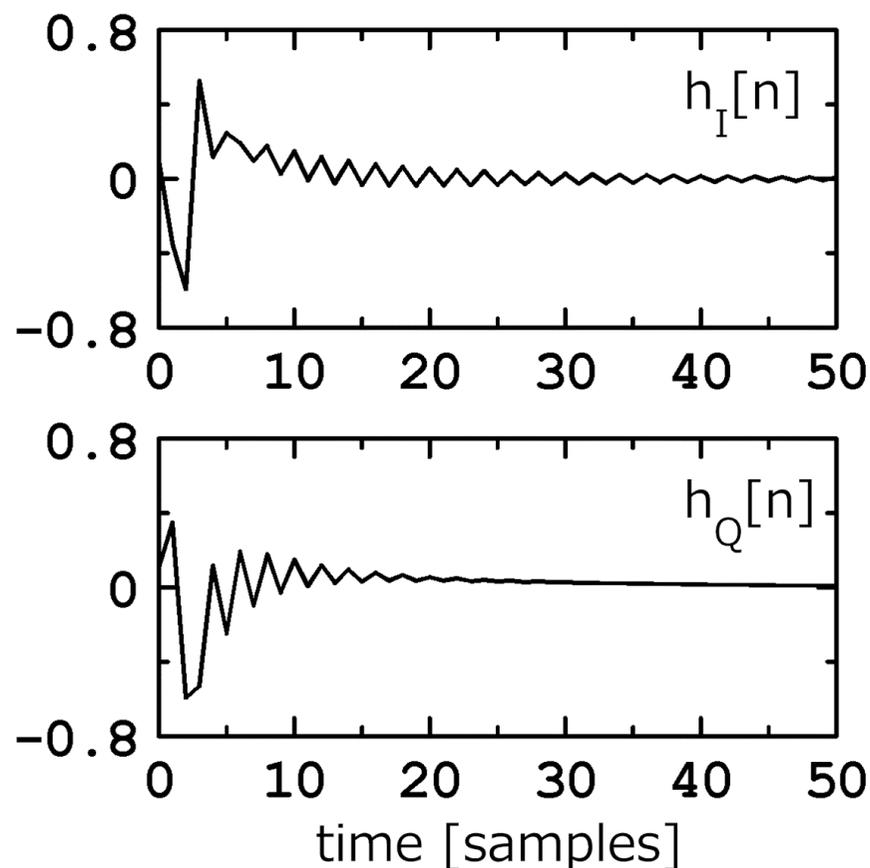
⇒ 位相特性  $\theta_I(\omega)$ ,  $\theta_Q(\omega)$  も対称的



$N = 4$

## ■ IIR構成ヒルベルト変換フィルタ対 (3/3)

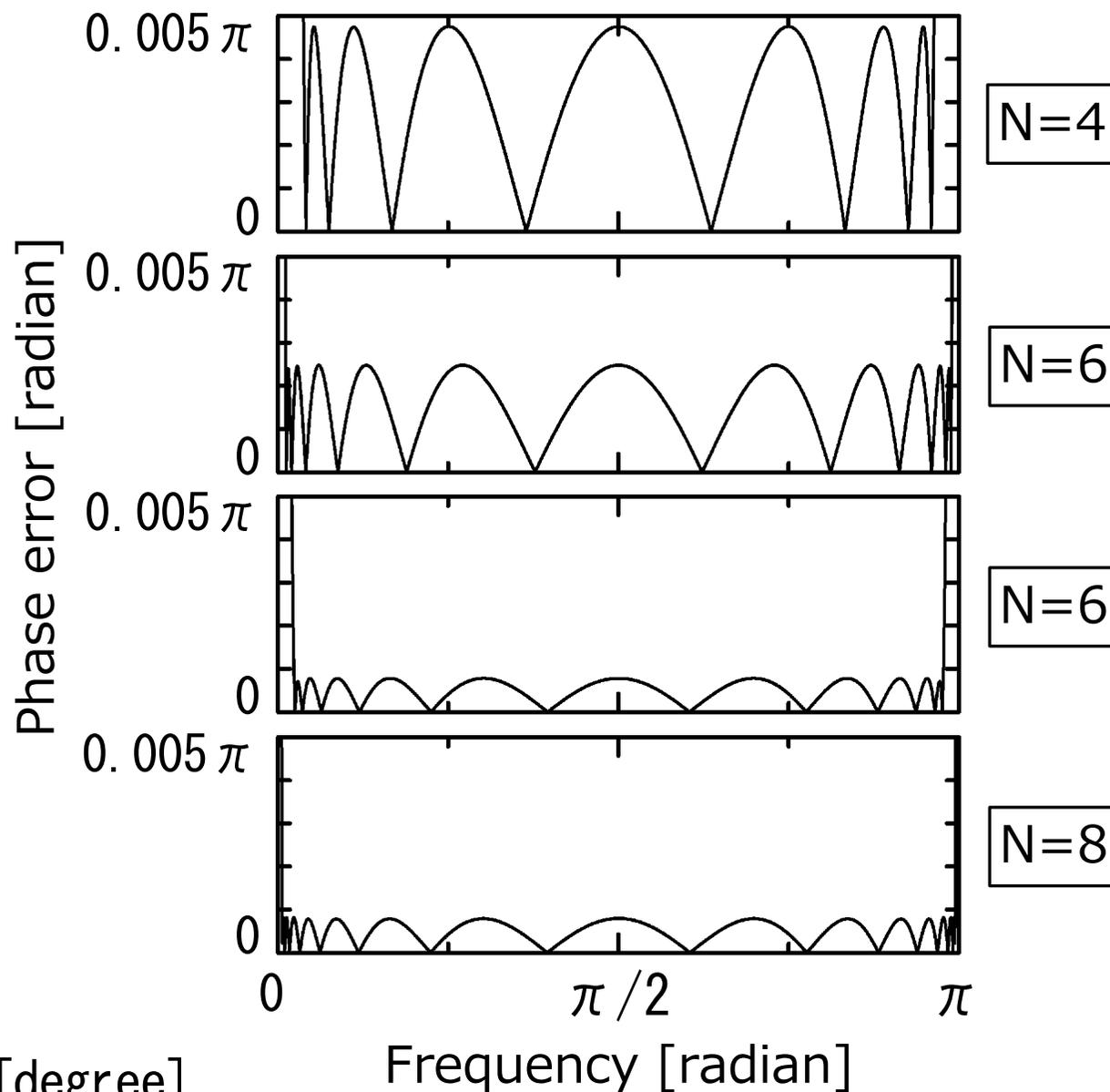
インパルス・レスポンスの包絡線  $(h_I[n]^2 + h_Q[n]^2)^{1/2}$  が最大となる時刻  $n$  を処理遅延とみなすと, その値は次数  $N$  に対してほぼ  $N/2$  サンプル ( $N/2 \pm 1$  サンプル以内)



$$N = 4$$

## ■ 手作業の極零点配置による設計例（位相近似誤差）

- ・ ほぼ等リップル近似の位相特性
- ・ N=8 の設計例はサンプリング周波数 24kHz において位相特性近似周波数帯域 75Hz~11925Hz, 処理遅延 0.5ms



$$0.005\pi \text{ [radian]} = 0.9 \text{ [degree]}$$

## ■ 計算機設計の手順 (1/2)

- ・ フィルタ対  $H_I(z)$ ,  $H_Q(z)$  の設計は, 位相特性  $\theta_P(\omega)$  を有する **プロトタイプ・フィルタ**  $H_P(z)$  の設計と等価な問題
- ・  $\theta_e(\omega)$  は所望の位相特性  $-\pi/2$  に対する近似誤差

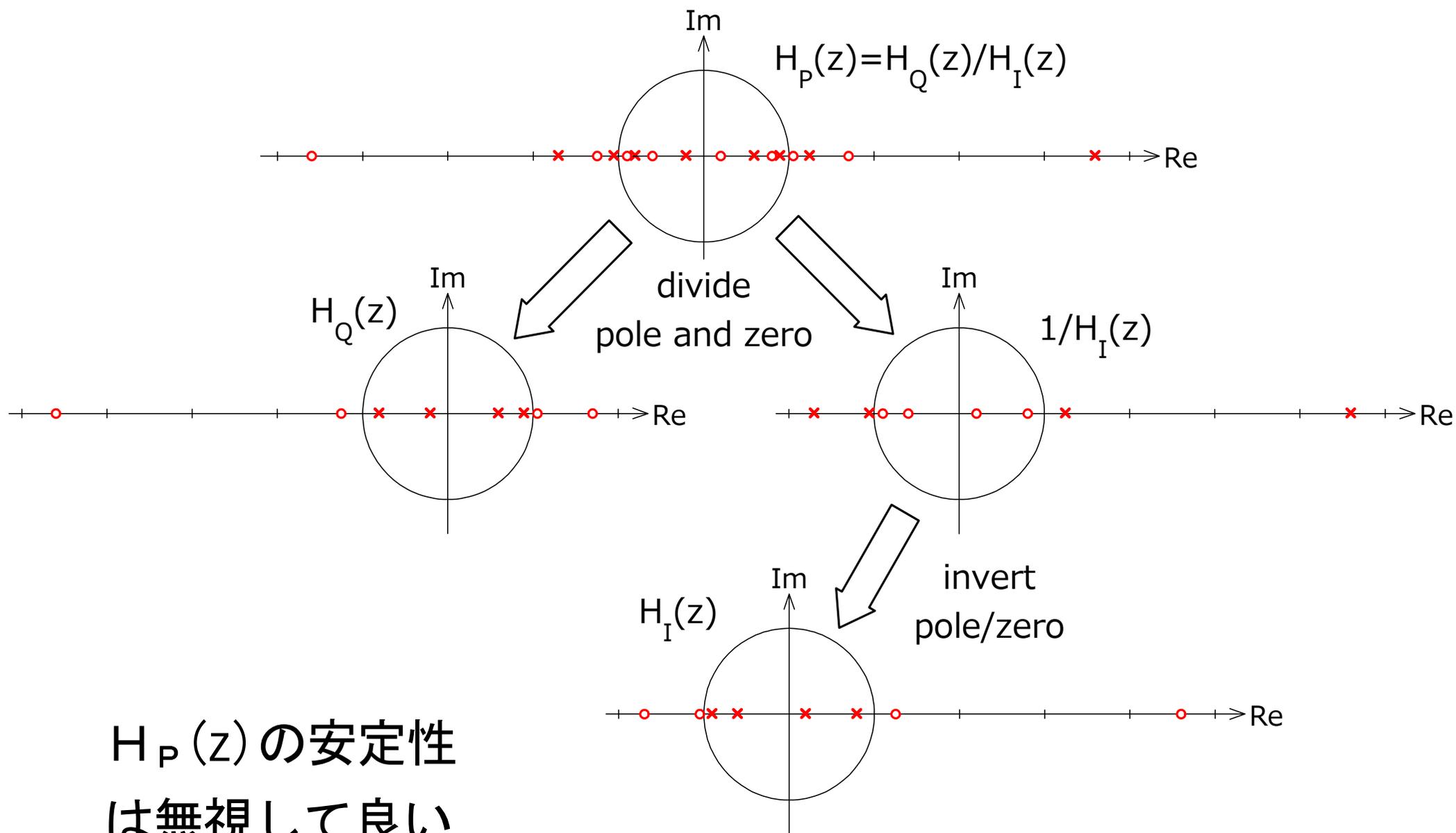
$$H_P(z) = \frac{H_Q(z)}{H_I(z)} = \prod_{i=0}^{N-1} \frac{p_i z + 1}{z + p_i} \cdot \frac{z - p_i}{p_i z - 1} \quad \theta_P(\omega) = -\pi/2 + \theta_e(\omega)$$

$$H_P(z) = z^{-2N} \frac{\sum_{i=0}^N a_i z^i + \sum_{i=N+1}^{2N} (-1)^i a_{2N-i} z^i}{\sum_{i=0}^N a_i z^{-i} + \sum_{i=N+1}^{2N} (-1)^i a_{2N-i} z^{-i}}$$

$$a_0 = 0$$

$a_n$ : フィルタ係数

## ■ 計算機設計の手順 (2/2)

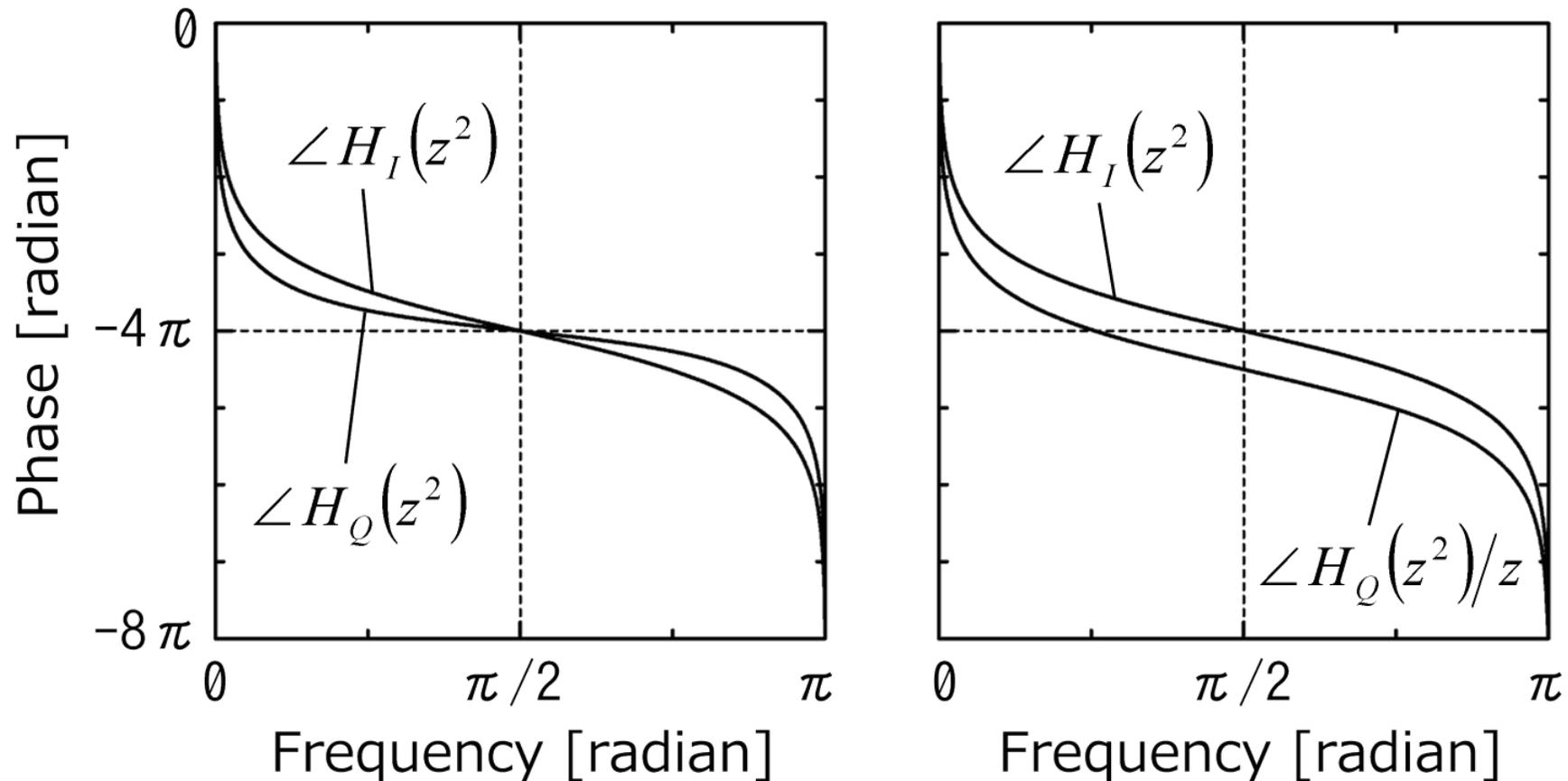


$H_p(z)$  の安定性  
は無視して良い

## ■ 実は...

- 手作業で試行錯誤的に極零点配置をおこなったところ
  - ⇒ 予想より低い次数 ( $N \leq 8$ ) で良好な特性
  - ⇒ ハウリング・キャンセラに適用しての実験結果も良かった
- 手作業の設計結果が良かったので計算機設計は未着手  
(プログラム作成に手間がかかるので後回しに)
- 計算機設計によるフィルタ特性の定量的評価, 従来の設計手法との比較は今後の課題 (例えば**二次のオールパス・フィルタの縦続接続構成**の設計手法との比較)

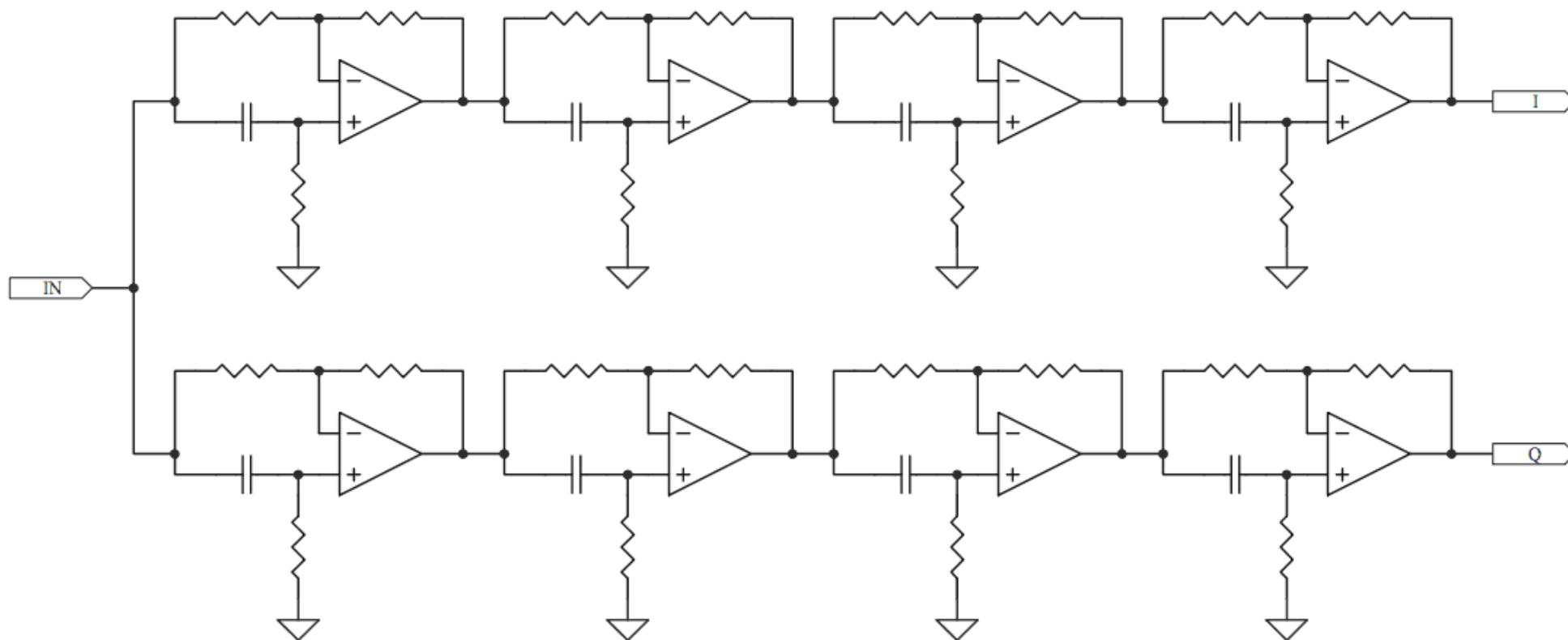
■ 従来の二次オールパス・フィルタの縦続接続による設計例（位相特性，次数 $N=8$ ）



教科書にも載っている良く知られた設計手法だが、  
余分な極 ( $1/z$ ) を必要とするところが冗長

## ■ 一次オールパス・フィルタの縦続接続は特異な構成か？

アナログ回路では一次オールパス・フィルタの縦続接続によるヒルベルト変換器の構成法は公知（アマチュア無線家が良く使うPSN方式SSB変調器の一部）



## ■ ハウリング・キャンセラへの適用

IIR構成のヒルベルト変換器を用いた周波数シフト回路を使ったハウリング・キャンセラは

- **低遅延**で安定動作 ( $F_s = 24\text{kHz}$  で遅延  $0.5\text{ms}$ )
- **周波数特性が平坦** (FIR構成だと低遅延かつ高精度・広帯域を実現するには平坦性が犠牲に)
- 帯域両端での位相近似誤差, 群遅延のため**軽くエコーがつくものの音質に不自然さは無い**

⇒ **補聴器のハウリング・キャンセラに適している**  
(周波数シフトは  $5\text{Hz} \sim 10\text{Hz}$  程度で十分)