

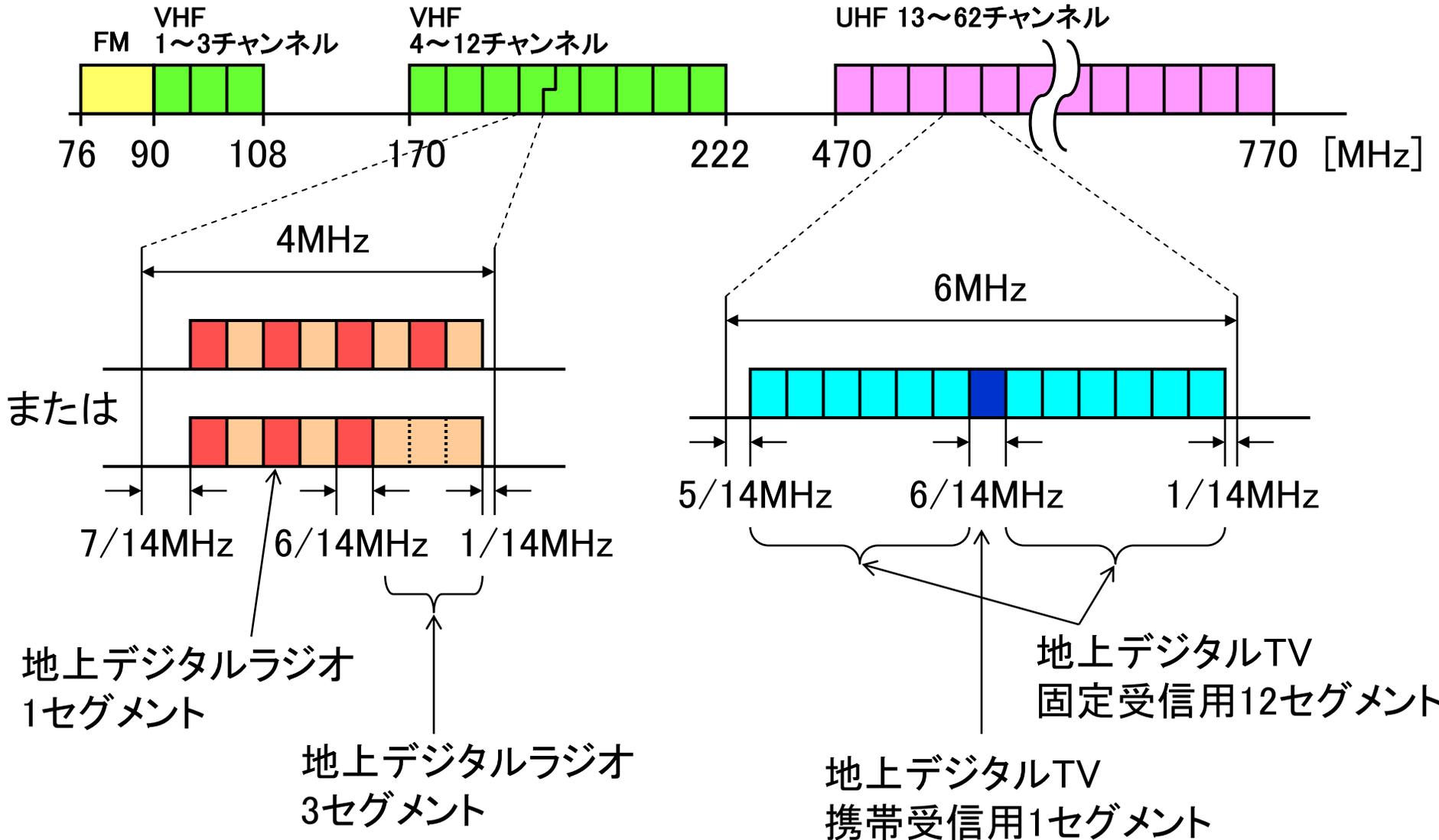
# チューナーICと注目技術

東京工業大学

大学院理工学研究科

松澤 昭

# 日本のTV放送の周波数配置



# 地上デジタルTV放送のチャンネル構造



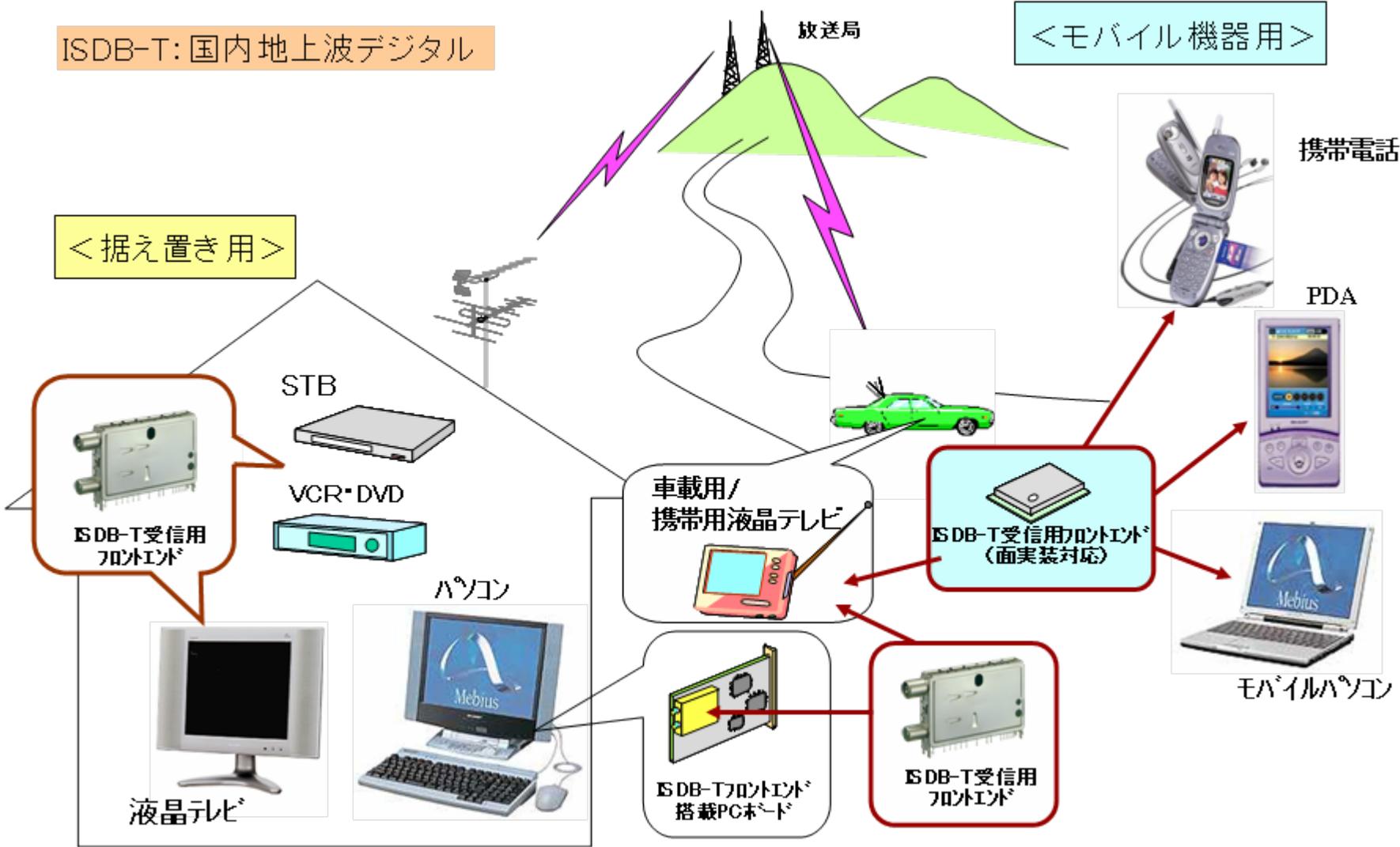
- UHF帯(470~770MHz)を使用
- 6MHzの各チャンネルを14のセグメントに分割(1セグメント=約430KHz)
- 中心の1セグメントを「携帯受信」に使用
- 1セグの「携帯受信」+ 12セグの「固定受信」
- 両端に5/6セグメント, 1/6セグメントのガードバンドを配置
- 「携帯受信」は16QAMまたはQPSK(「固定受信」は64QAM)

# 地上波デジタル放送受信用フロントエンド利用シーン

ISDB-T: 国内地上波デジタル

<モバイル機器用>

<据え置き用>



# 携帯受信と固定受信

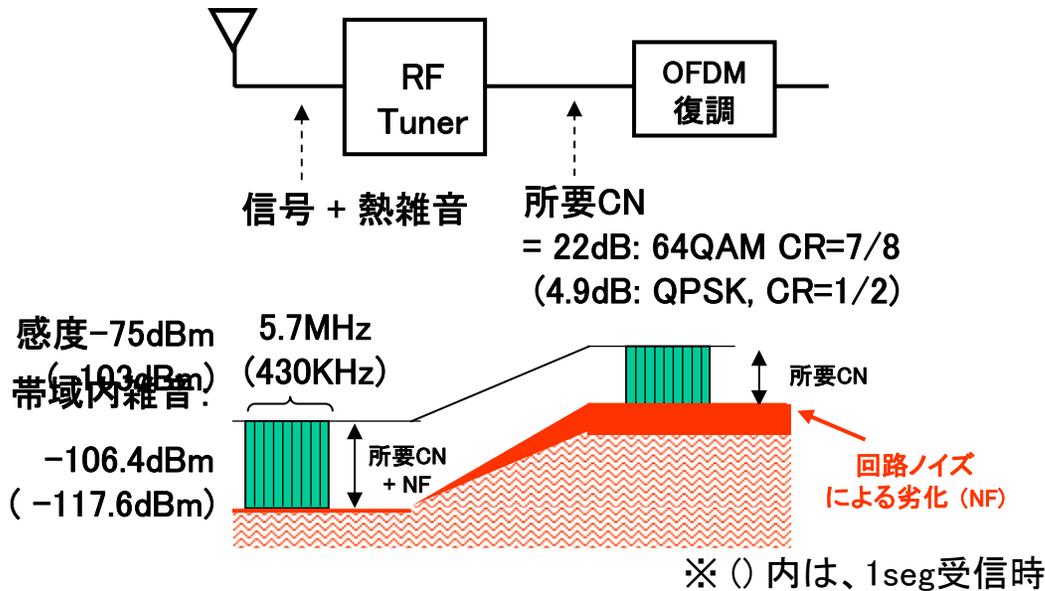
	携帯受信	固定受信
アンテナ	ホイップアンテナ イヤホンアンテナ	八木アンテナ
アンテナ高	地上高1.5m	地上高10m
アンテナゲイン	-15~-5dBd	6~10dBd
変調方式	QPSK	64QAM
ガードインターバル	1/8	1/8
符号化率	1/2	3/4
ビットレート	312kbps × 1セグメント	1404kbps × 12セグメント
所要C/N	4.9dB	20.1dB

## 携帯受信の特殊事情

- ・携帯電話の通信時の送信波が大きな妨害となる  
例) W-CDMA(830MHz) 最大送信電力24dBm  
⇒ アンテナアイソレーション: -30dB、フィルタ: -24dBとしてチューナ入力端: -30dBm
- ・携帯機器への搭載にはチューナの小型サイズ・低消費電力化が必要
- ・指向性アンテナを使用しないのでマルチパスの影響が大きい
- ・様々な場所で使用されるため受信電力のダイナミックレンジが広い

# 感度

高感度、低歪みが求められる



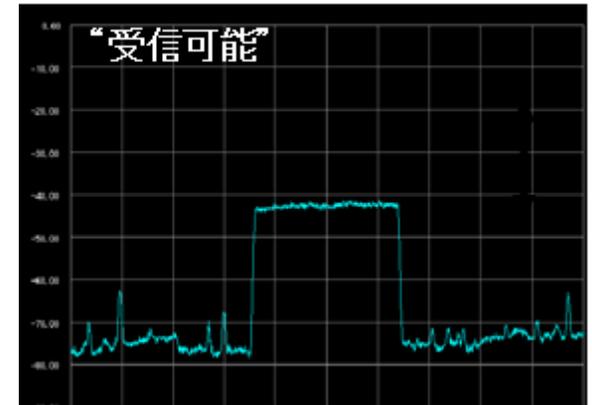
受信可能入力レベル - 雑音電力 - 回路ノイズによる劣化  
 $\geq$  所要CN

$$\text{感度}[\text{dBm}] = 10\log(kTB) + \text{NF} + \text{CN}$$

$$= -174\text{dBm/Hz} + 10\log B + \text{NF} + \text{CN}$$

CN: 所要CN  
 k: ボルツマン定数  
 T: 測定温度 (=300K)  
 B: 雑音帯域幅 (ISDB-Tでは5.7MHz)  
 NF: Tuner NF [dB]

出力CN > 所要CN



RF Tuner出力

出力CN < 所要CN



RF Tuner出力

# 歪み性能

規格

※ARIB STD-B21:  
デジタル放送用受信装置標準規格  
(望ましい仕様)

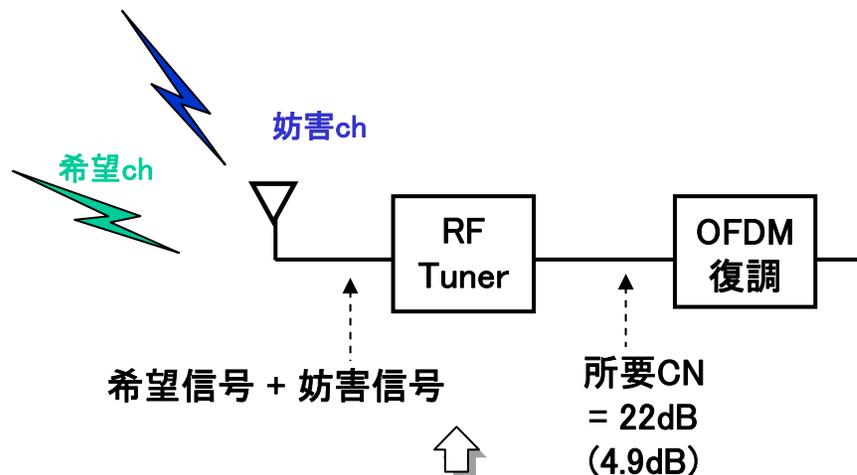
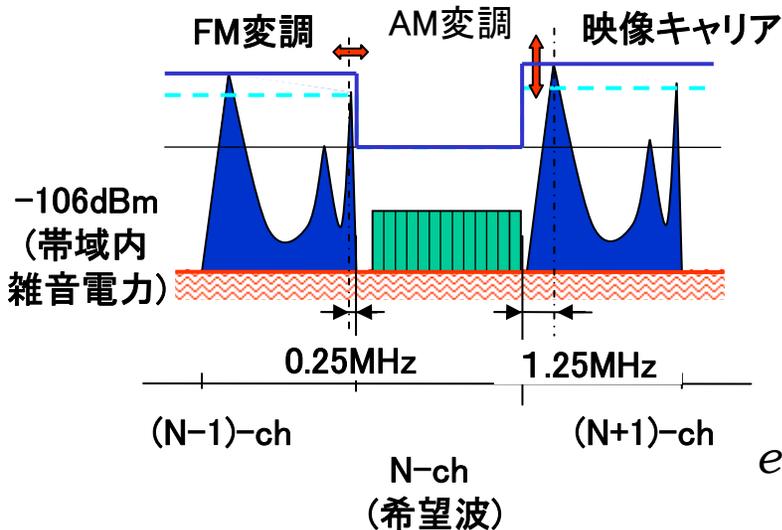
(下側妨害)

アナログ: +33dB  
デジタル: +26dB

(上側妨害)

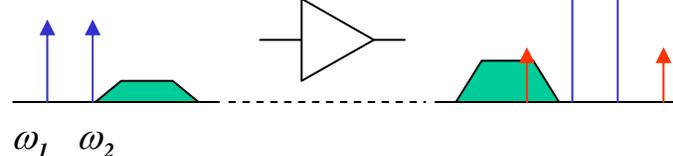
アナログ: +35dB  
デジタル: +29dB

音声キャリア



高い線形性が必要

増幅回路  
(Gain:  $G_1$ )



$$e_{in} = A \cos \omega_1 t + B \cos \omega_2 t \rightarrow e_{out} = G_1 e_{in} + G_2 e_{in}^2 + G_3 e_{in}^3$$

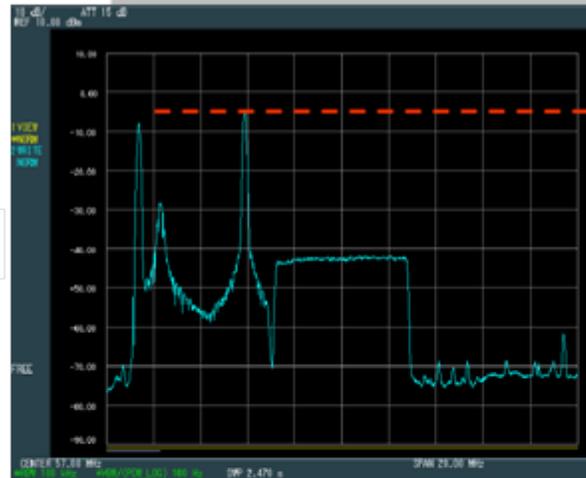
(3次相互変調成分)

$$\frac{3G_3}{4} \{A^2 B \cos(2\omega_1 - \omega_2)t + AB^2 \cos(\omega_1 - 2\omega_2)t\}$$

# 隣接妨害の例

隣接妨害により3次歪みを発生し、その大きさの3乗で急激に増大する

アナログ隣接妨害:小



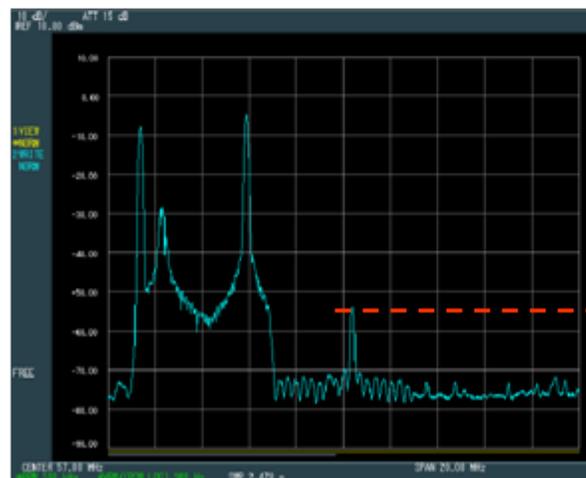
希望波 + 妨害波

アナログ隣接妨害:大

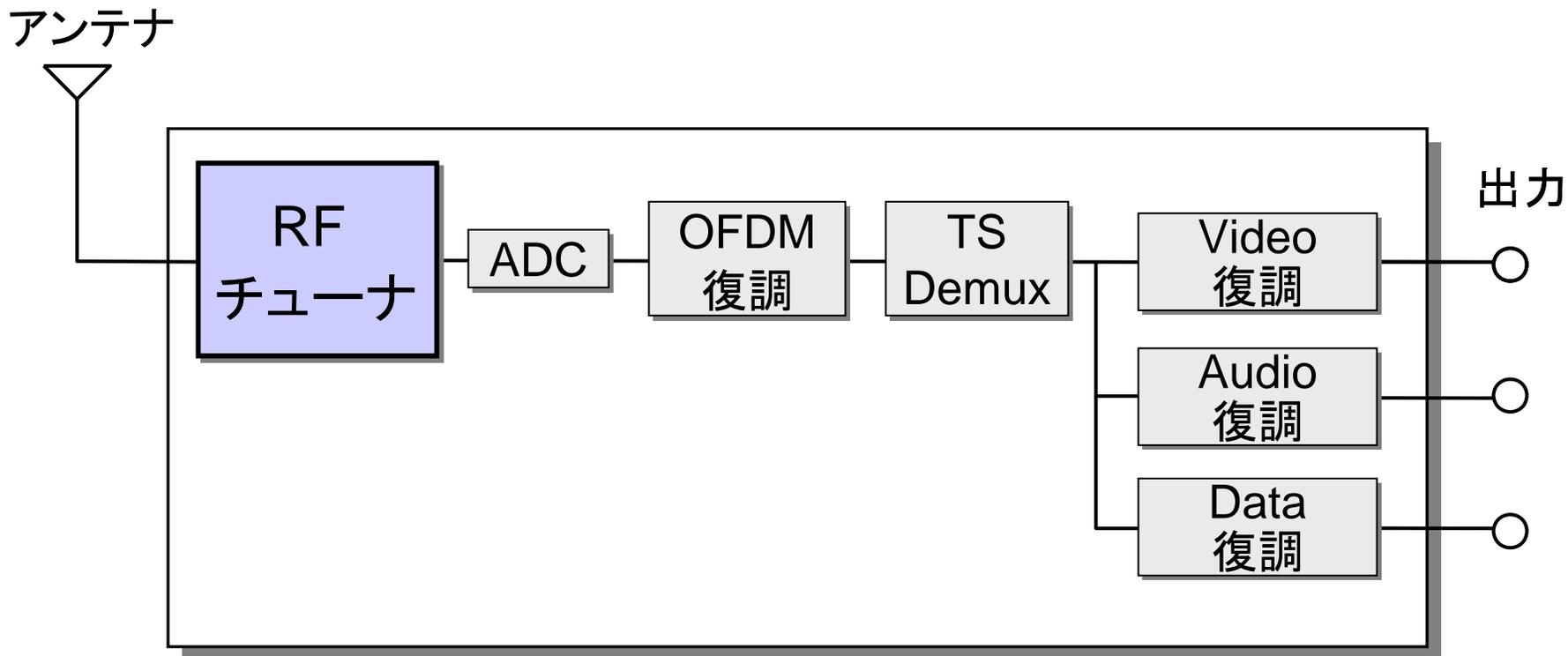


隣接波: +10dB ⇒ 妨害成分: +30dB

希望波:OFF



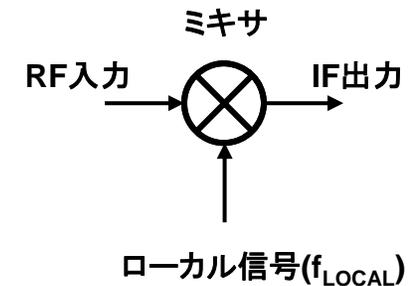
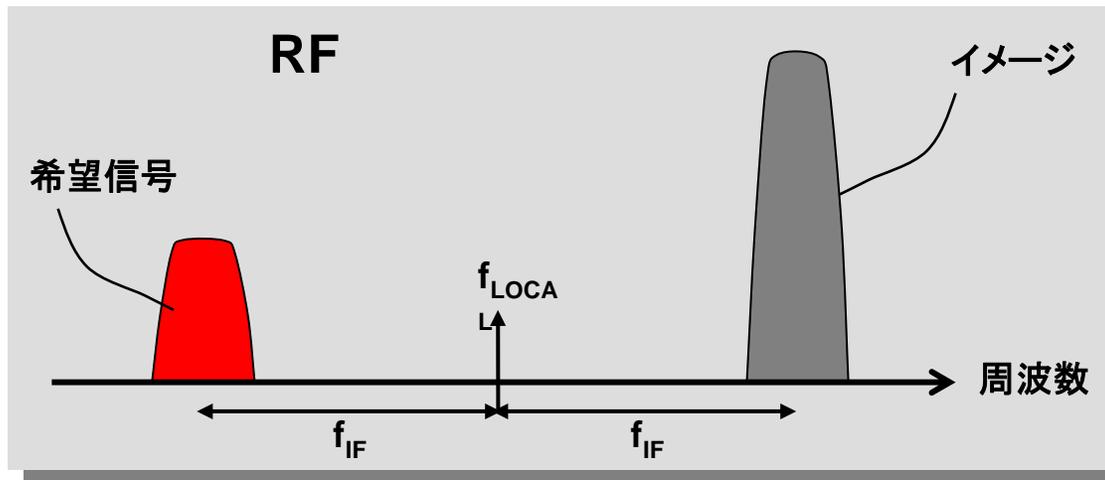
# ISDB-T受信機の構成



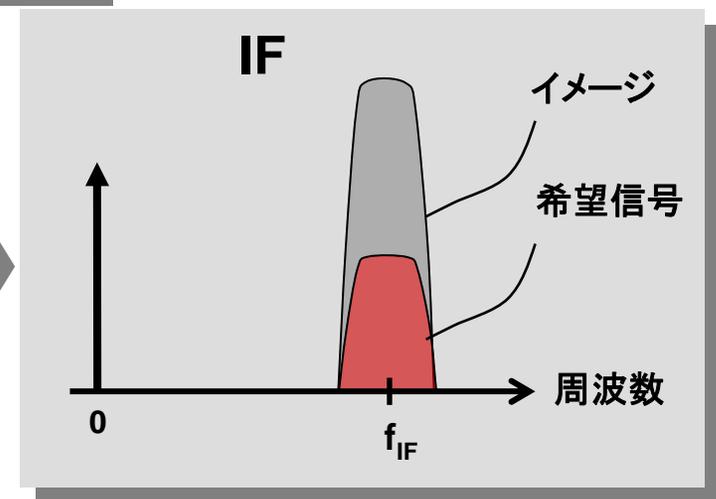
TS Demux : Transport Stream De-multiplex

# 周波数変換とイメージ妨害

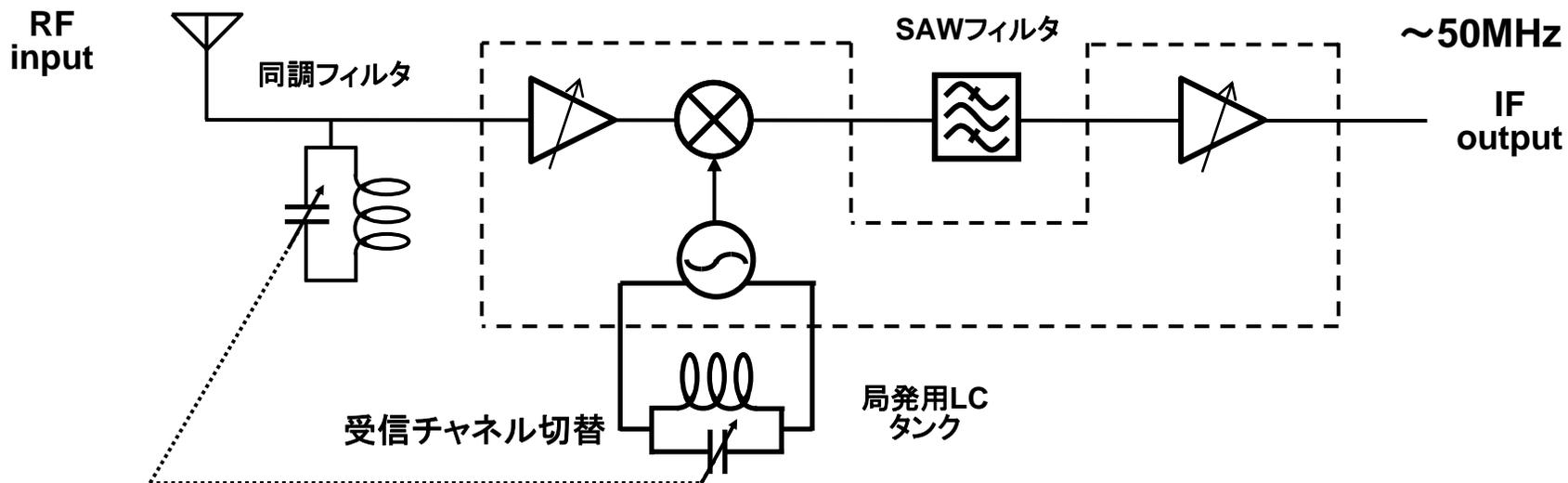
ミキシングによるイメージ信号の抑制が必要となる



- ローカル信号とのミキシングにより、希望信号は $f_{IF}$ に周波数変換される。
- 同時に $2 f_{IF}$ 離れたイメージも $f_{IF}$ に変換され混信する。



# 従来型チューナ

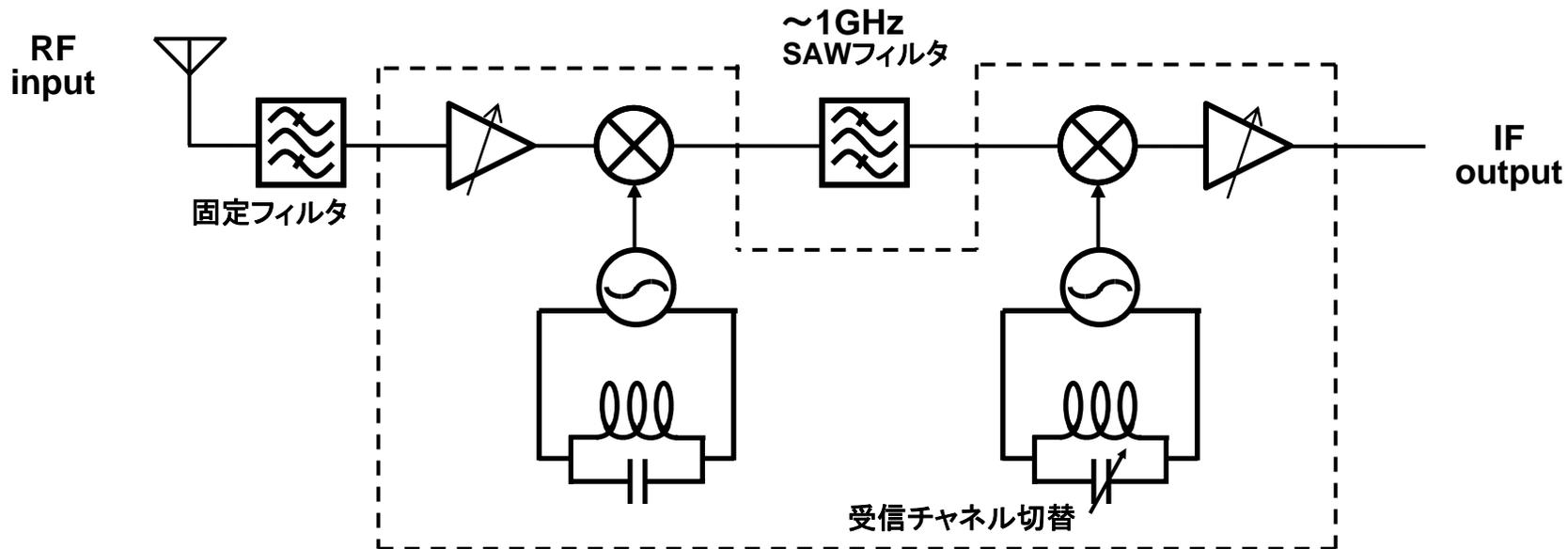


- IF周波数は50MHz前後
- 2IF離れたイメージ信号は、同調フィルタで除去
- SAWフィルタでチャンネル選択



- 同調フィルタ、LCタンク、SAWフィルタ等の外付け部品が必要、しかも機械的な調整が必要
- IF周波数が高く、ADCへの要求性能が高い

# アップダウン型チューナ

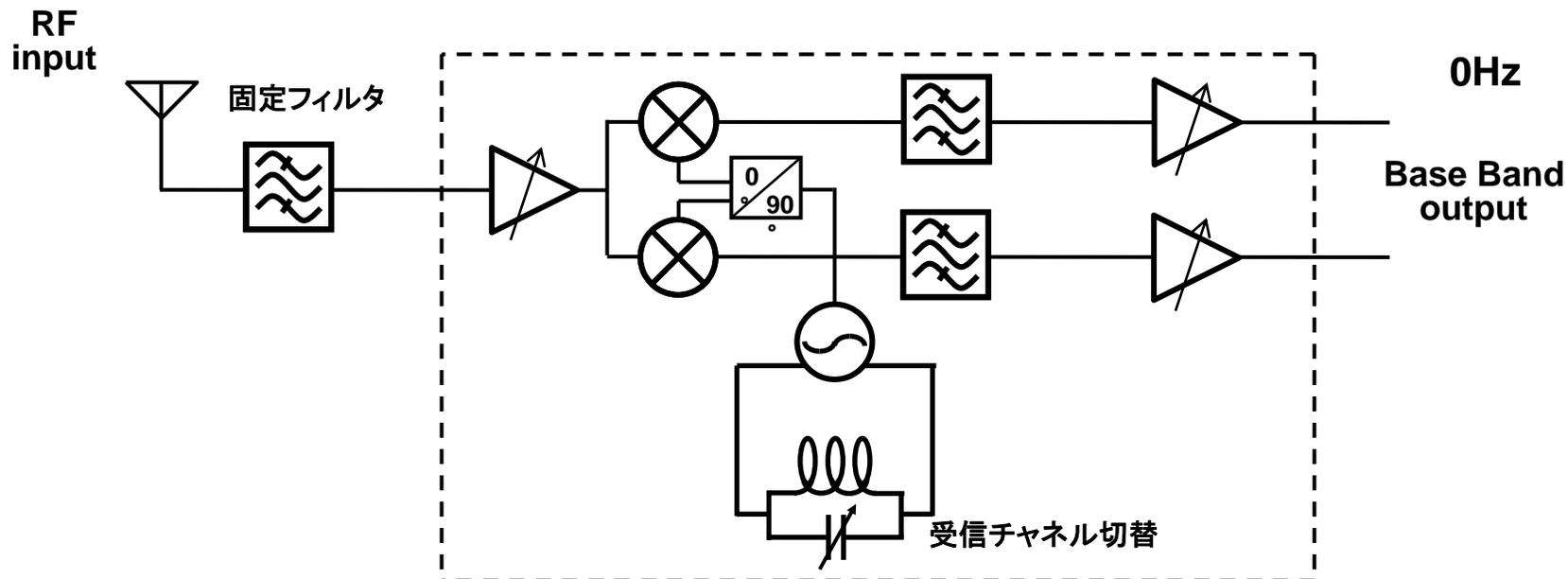


- 第1IF周波数は1GHz以上
- 2IF離れたイメージ信号は、固定フィルタで除去
- SAWフィルタでチャンネル選択
- 第2IFのイメージはSAWフィルタで除去

- 周波数変換を2回行うため回路規模増
- 外付けのSAWフィルタが必要

# ダイレクトコンバージョン型チューナ

## 広帯域システムの基本形

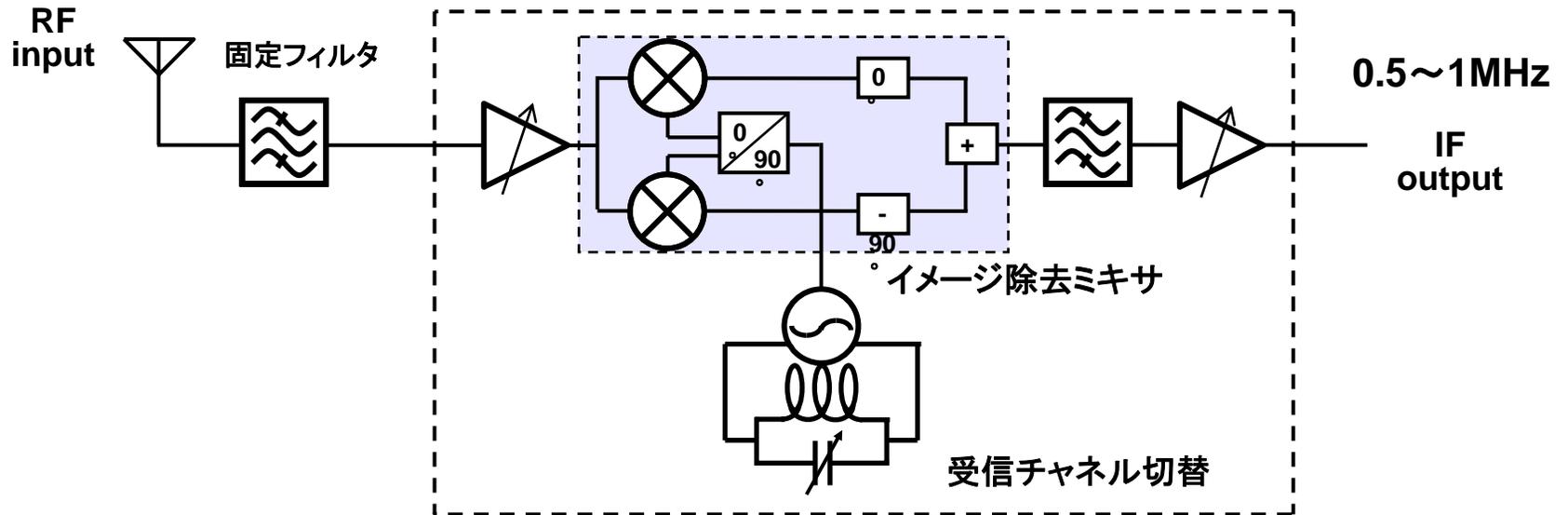


- ベースバンド(IF=0)に直接周波数変換
- ベースバンド出力(I/Q、2系統)を出力

- IF=0のため、イメージ妨害無し
- RF回路規模小
- 帯域の中心がDCに変換され、DCオフセット、フリッカノイズの影響有り
- 出力がI/Q、2系統になり、ベースバンド処理が複雑
- しかしながら広帯域システムでは基本形

# 低IF型チューナ

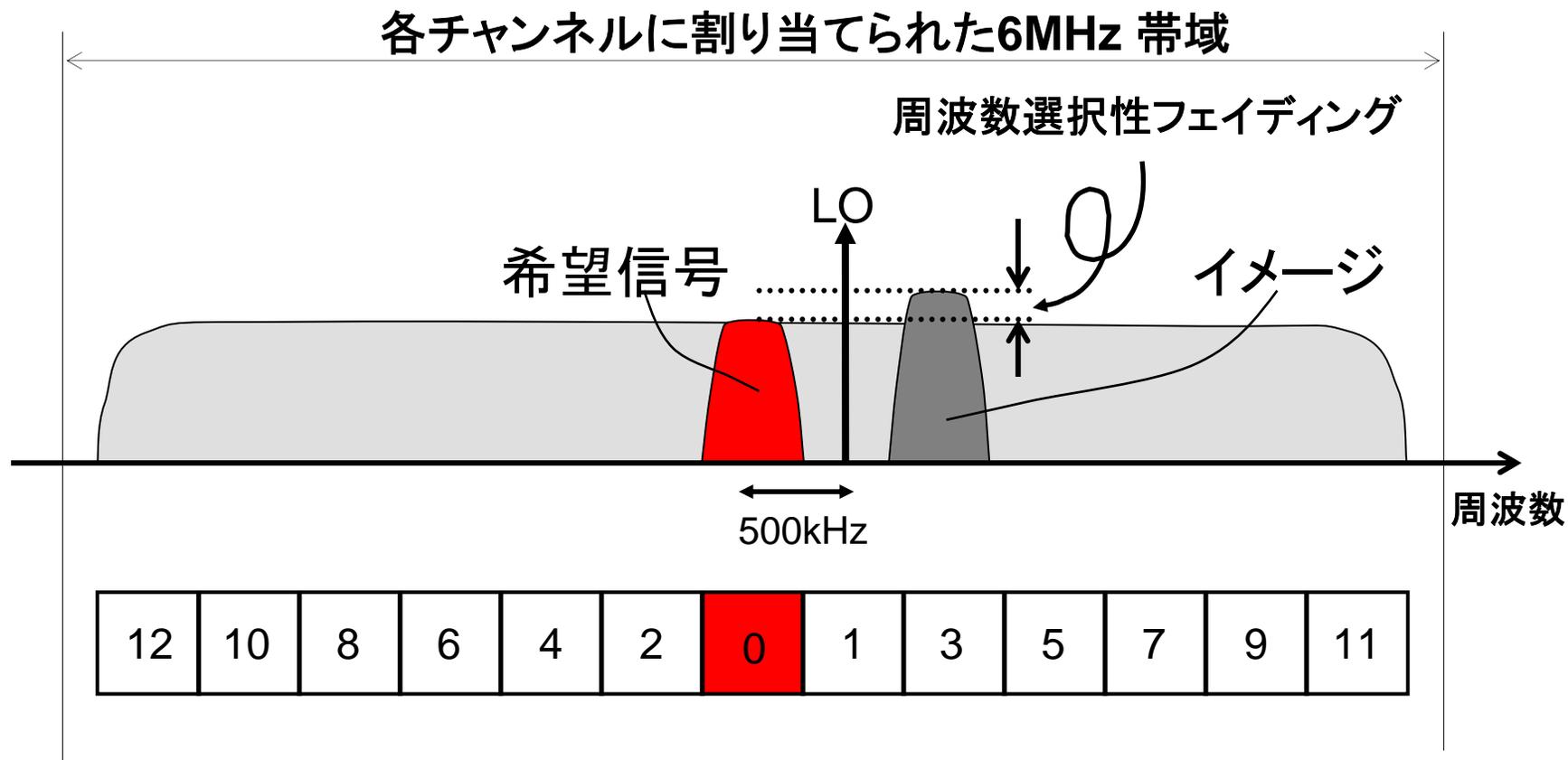
## 狭帯域システムの基本形



•イメージ信号はイメージ除去ミキサでの信号処理で除去

•回路規模小  
•イメージ除去比は40dB程度が限界

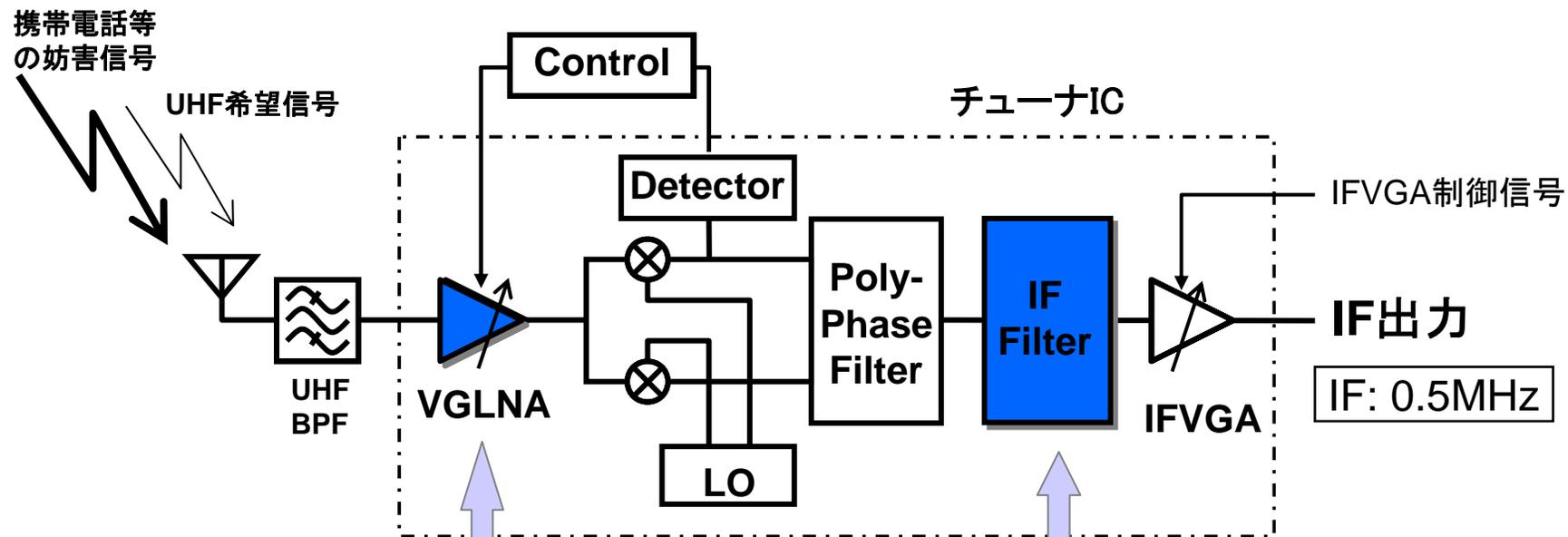
# 低IF型1セグチューナにおけるイメージ妨害



イメージ妨害波と希望信号が同一チャンネル内にあるため、電力差が小さく、イメージ妨害除去が楽

# 低IF型1セグチューナIC

Shin'ichiro Azuma et al., "A Digital Terrestrial Television (ISDB-T) Tuner for Mobile Applications,"  
ISSCC Digest of Technical Papers, pp. 278-279, Feb. 2004.



VGLNA: Variable Gain  
Low Noise Amplifier

•高レベル妨害波入力でも歪まない高線形性回路

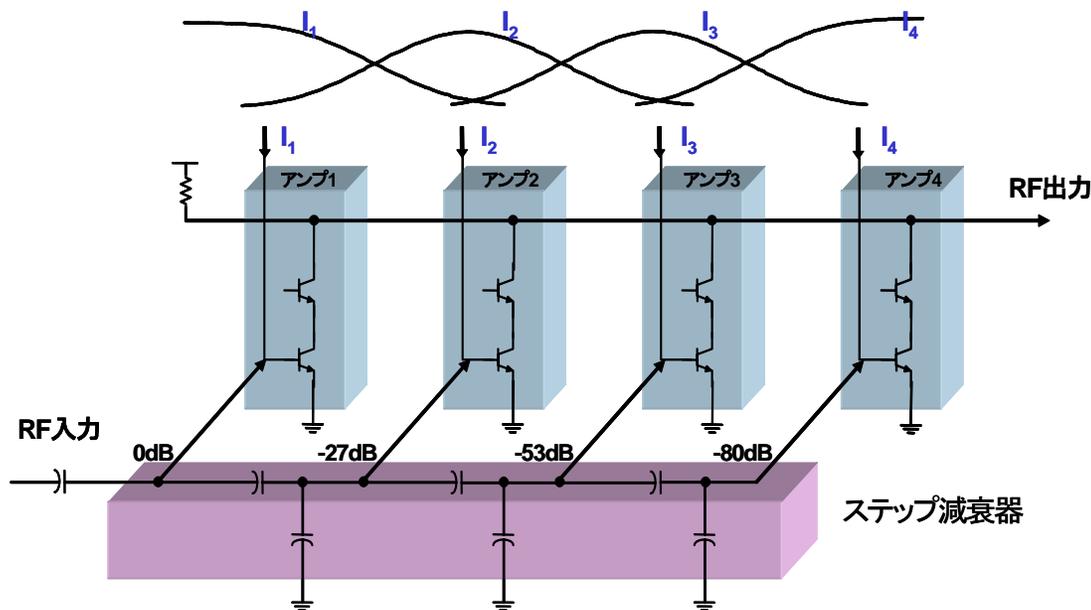
(IIP3=19dBm@利得-18dB)

- 低レベル信号入力にも対応できる超低雑音回路 (入力換算雑音 $11\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ )
- RCばらつきの補正が不要で、正確で急峻な周波数特性が実現できるSC型フィルタ

# VGLNA回路

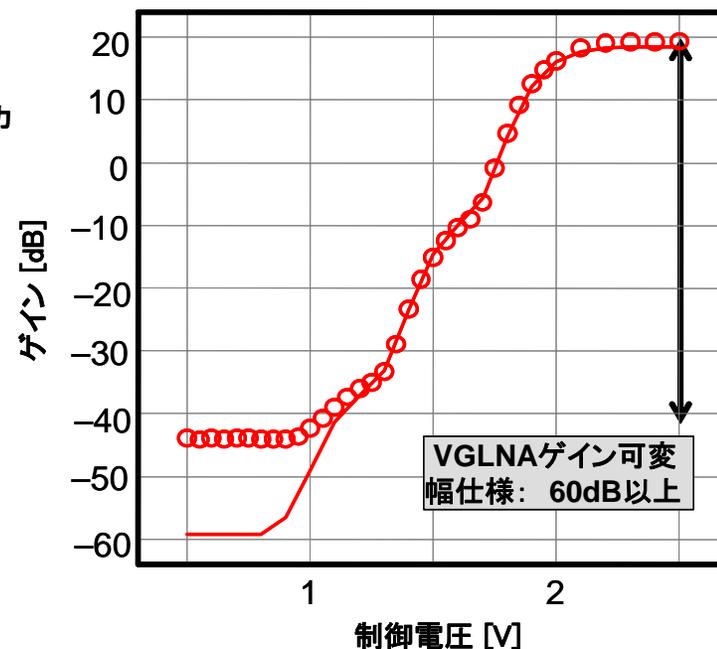
容量によるアッテネータと $g_m$ 制御による信号合成により可変ゲイン幅を上げている

## VGLNA: Variable Gain Low Noise Amplifier



Shin'ichiro Azuma et al., "A Digital Terrestrial Television (ISDB-T) Tuner for Mobile Applications,"  
ISSCC Digest of Technical Papers, pp. 278-279, Feb. 2004.

最大ゲインでのNF測定値 < 2.7dB



- ステップ減衰器の出力を、アンプを用いて合成。アンプのバイアス電流 $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$ ,  $I_4$ を連続的に変化させることで、ステップ減衰器の出力を滑らかに補間。

# CMOS LNAのインピーダンス整合

入力インピーダンス整合はこのような回路により実現できるが  
共振現象を用いているため広帯域が必要なチューナには適さない

$$(i_t + g_m(v_t - v_s))sL_s + \frac{1}{sC_{gs}}i_t = v_t$$

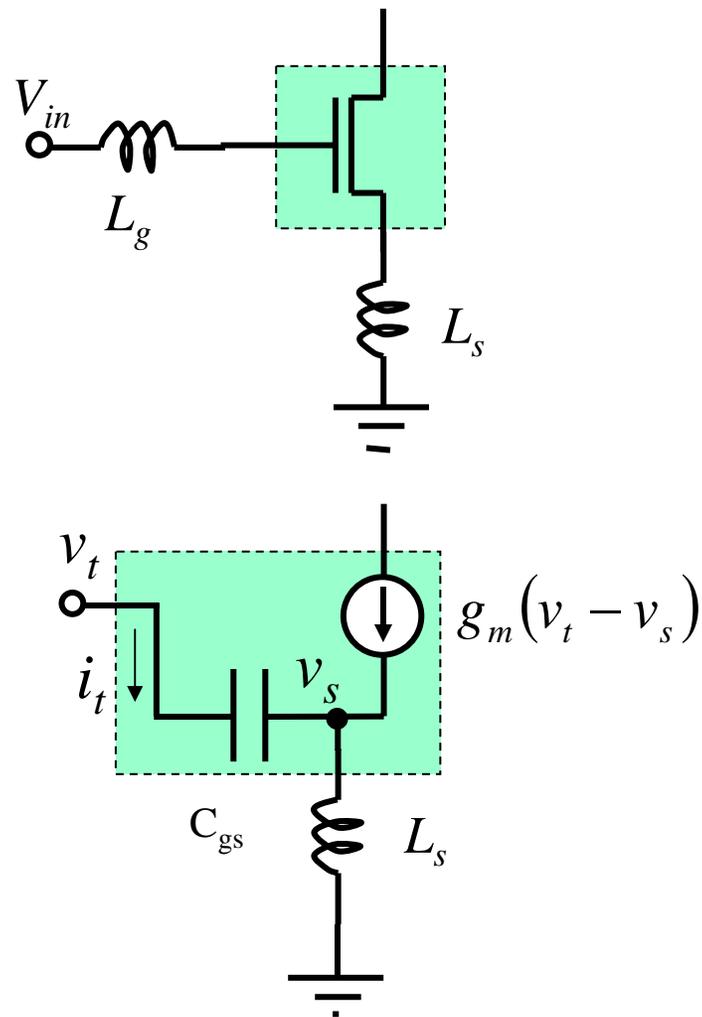
$$v_s = (i_t + g_m(v_t - v_s))sL_s$$

$$\therefore Z_{in} \equiv \frac{v_t}{i_t} = \frac{g_m L_s}{C_{gs}} + s(L_s + L_g) + \frac{1}{sC_{gs}}$$

$$\rightarrow Z_{in} = \frac{g_m L_s}{C_{gs}} + j\left(\omega(L_s + L_g) - \frac{1}{\omega C_{gs}}\right)$$

入力インピーダンス  
に合わせる

ゼロにする



# 抵抗フィードバックによる広帯域LNA

抵抗フィードバックにより広帯域で低いNF, 高いIP3を実現できる

## A Wide-band CMOS Low-Noise Amplifier for TV Tuner Applications

Yuchun Liao, Zhangwen Tang\* and Hao Min  
ASIC & System State Key Laboratory, Fudan University  
NO. 825 Zhangheng Rd., Shanghai, 201203 China

ASSCC 2006, pp. 55-58.

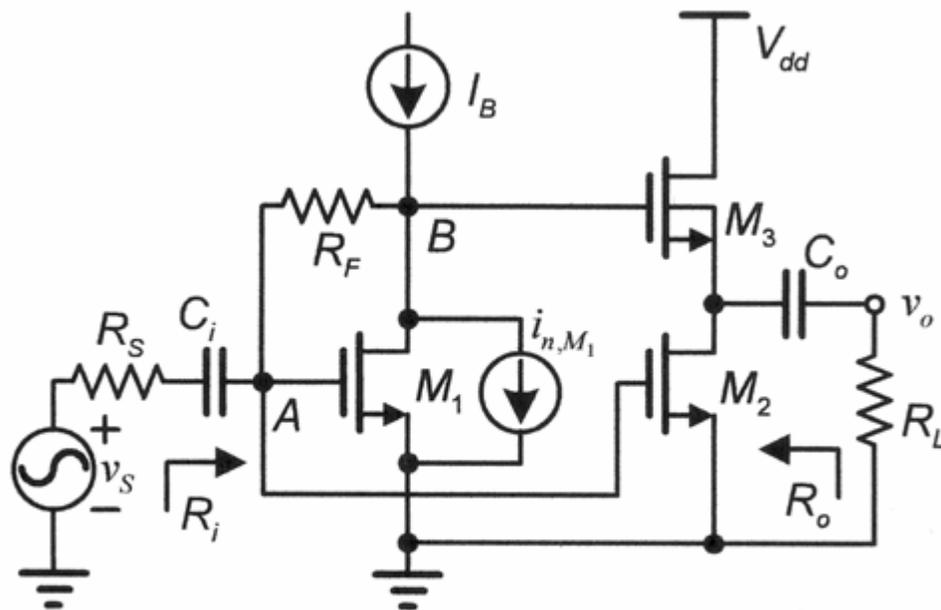


Fig. 2. Topology of a LNA exploiting noise-canceling technique.

オリジナル論文は

F. Buccoleri, E. A. M. Klumperink, and B. Nauta,  
IEEE, J. S. C, vol. 39, pp. 275-281, Feb. 2004.

$$R_s = \frac{1}{g_{m1}} = \frac{1}{g_{m3}}$$

$$g_{m2} = \frac{1 + R_F / R_s}{R_s} = \frac{1 - A_v}{R_s}$$

$$A_v = -\frac{R_F}{R_s}$$

$$NF = 1 + \frac{R_s}{R_F} + \frac{\gamma}{4} \frac{R_s}{R_F} \left( \frac{2R_s}{R_F} + 1 \right) + \left( \frac{R_s}{R_F} \right)^2$$

$$= 1 - \frac{1}{A_v} - \frac{\gamma}{4} \frac{1}{A_v} \left( 1 - \frac{2}{A_v} \right) + \frac{1}{A_v^2}$$

$$A_{IP3} = \sqrt{\frac{4}{3} \left| \frac{g_{1,1}}{g_{1,3}} - \frac{1}{g_{1,3}(R_s + 2R_F)} \right|}$$

# 抵抗フィードバックによる広帯域LNA

ASSCC 2006, pp. 55-58.

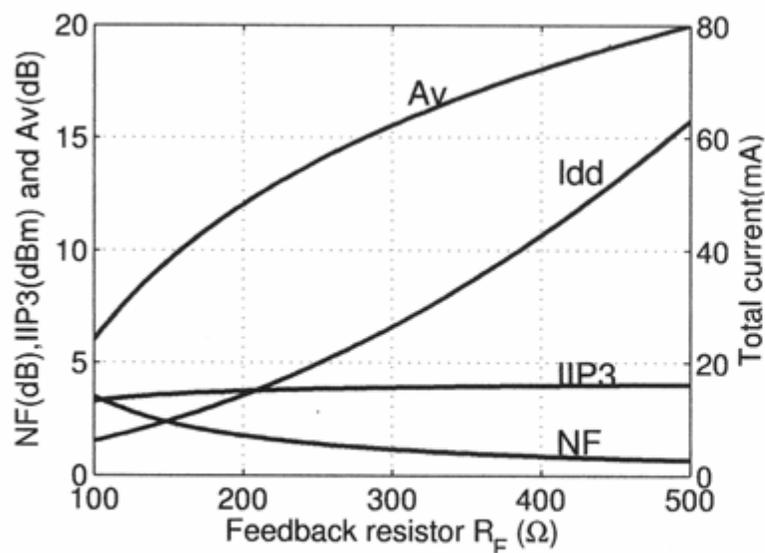


Fig. 3. Relationship of  $A_v$ , NF, IIP,  $I_{dd}$  vs.  $R_F$ .

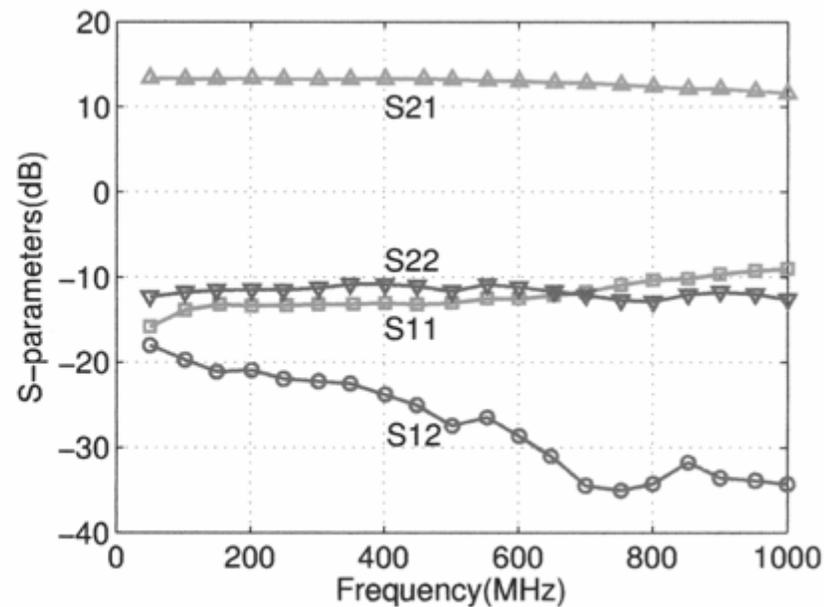


Fig. 6. Measured  $S$ -parameters.

# 抵抗フィードバックによる広帯域LNA

50MHz~1GHzにおいて3dBのNFと3.3dbmの高いIP3を実現

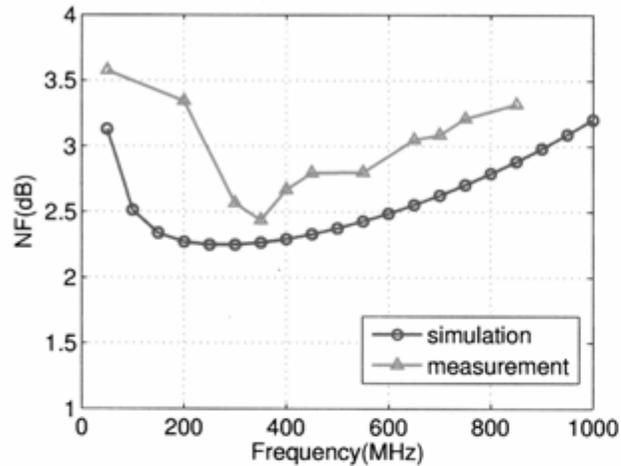


Fig. 7. Simulated and measured NF.

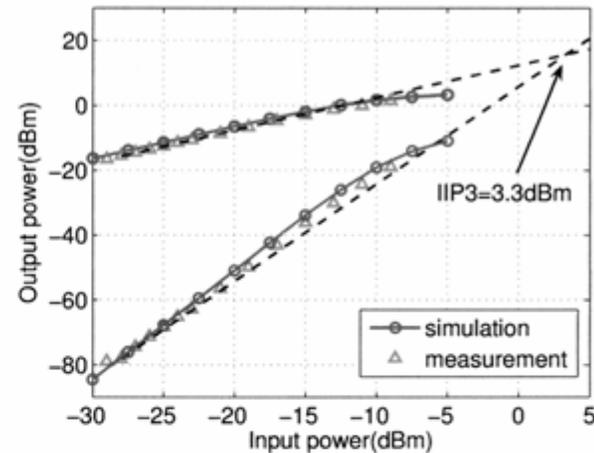


Fig. 8. Simulated and measured IIP3.

TABLE I

SUMMARY OF MEASUREMENT RESULTS AND PERFORMANCE COMPARISON

	[2]	[5]	[6]	[7]	This Work
Process	0.25 $\mu$ m CMOS	0.5 $\mu$ m CMOS	0.18 $\mu$ m CMOS	0.18 $\mu$ m CMOS	0.25 $\mu$ m CMOS
Frequency	150-2000 MHz	50-700 MHz	54-880 MHz	470-860 MHz	50-860 MHz
$S_{11}$ (dB)	-8	N/A	-10	N/A	-9
$S_{21}$ (dB)	13.7	14.8	10-22	10	13.4
$S_{12}$ (dB)	-36	-41	N/A	N/A	-19
$S_{22}$ (dB)	-12	N/A	N/A	N/A	-10
NF(dB)	1.8-2.2	2.3-3.3	4.2-6	5.7	2.4-3.5
1dBCP(dBm)	-9	N/A	N/A	N/A	-6.7
IIP3(dBm)	0	-4.7	4.3-5 @11dB	10	3.3
Power	14mA $\times$ 2.5V	3.3mA $\times$ 3V	23mA $\times$ 1.8V	2.9mA $\times$ 1.8V	12mA $\times$ 2.5V
Chip size(mm <sup>2</sup> )	0.3 $\times$ 0.25	1.0 $\times$ 1.2	1.19 $\times$ 0.59	N/A	0.15 $\times$ 0.18

ASSCC 2006, pp. 55-58.

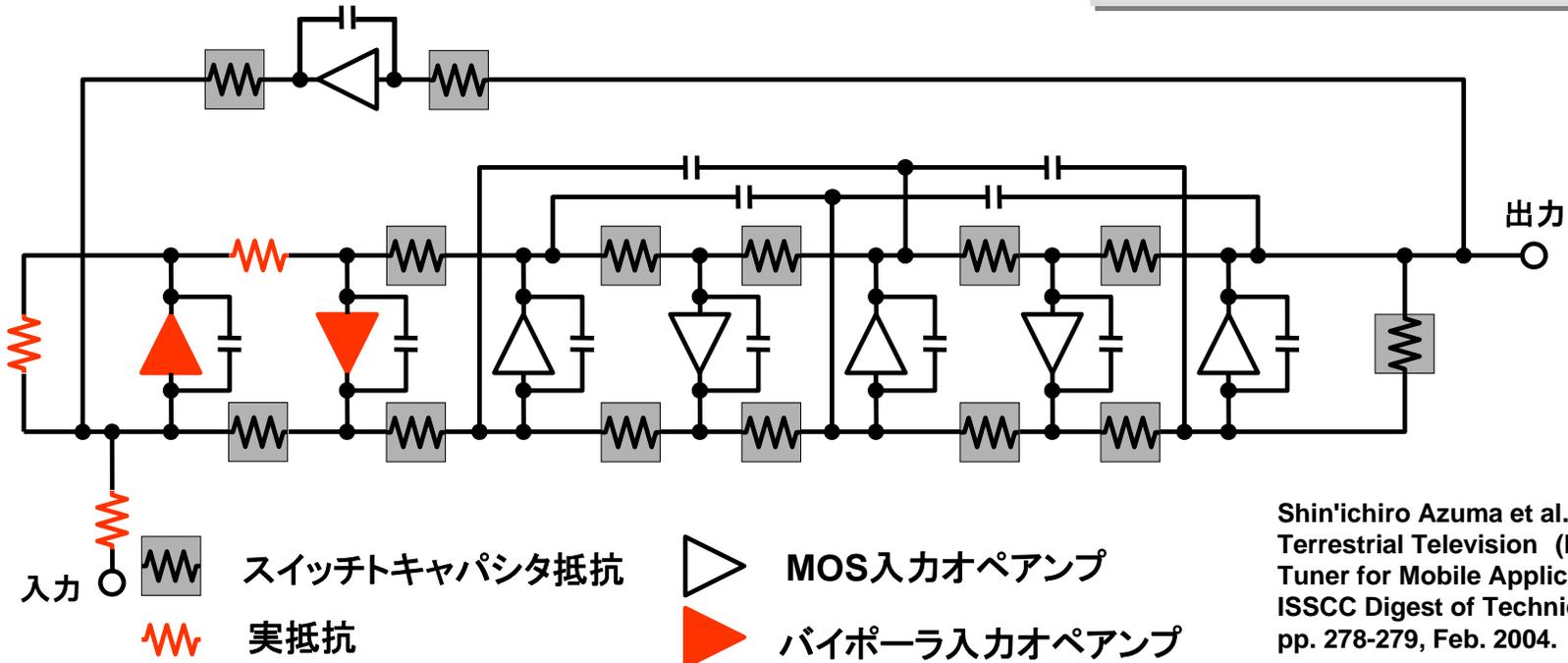
# SCFを用いたIF Filter

特性ばらつきが少ないSCFフィルターと低1/fノイズのバイポーラ回路を組み合わせる

素子ばらつきの影響を受けず、正確で急峻な周波数特性を実現するスイッチトキャパシタ(SC)フィルタを採用

- サンプリングを行うため、折り返し除去フィルタが別途必要
- 電荷保存のため入力インピーダンスの高いMOSアンプが必要で、ノイズが大きい

- スイッチトキャパシタの一部を実抵抗で置き換えることで、サンプリングに伴う折り返しを除去するアンチエイリアスフィルタを埋め込む
- 実抵抗が接続されたオペアンプは低ノイズのバイポーラ入力を利用可能

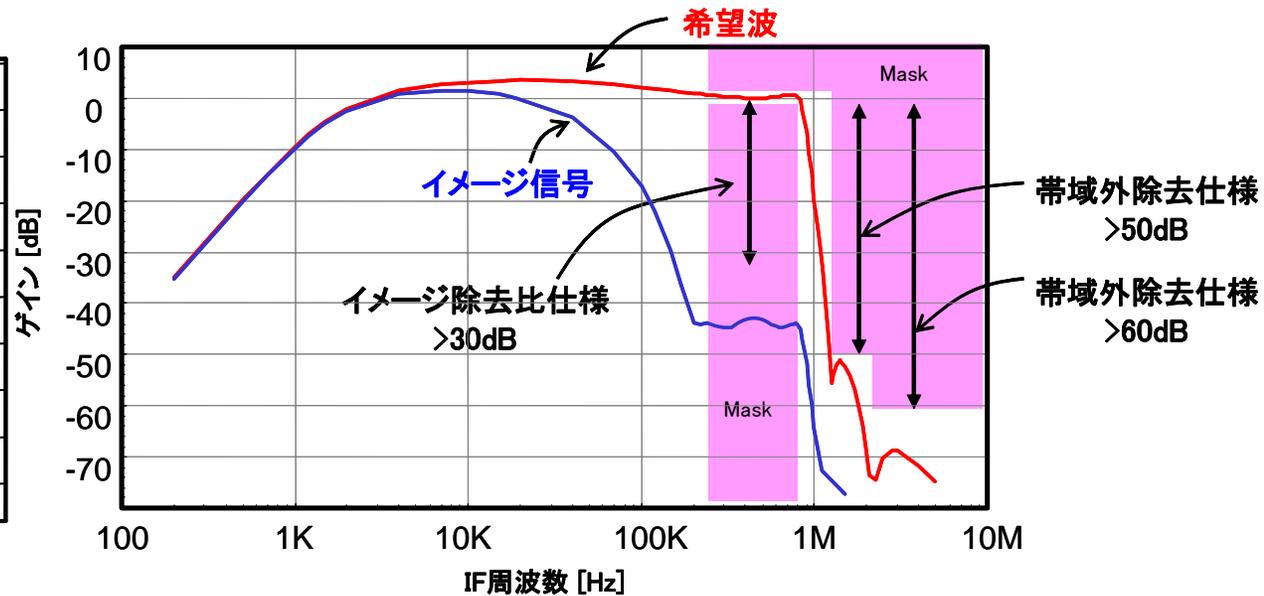
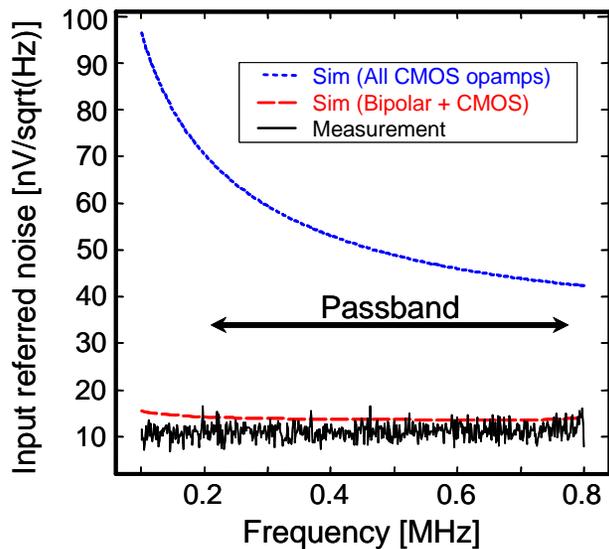


Shin'ichiro Azuma et al., "A Digital Terrestrial Television (ISDB-T) Tuner for Mobile Applications," ISSCC Digest of Technical Papers, pp. 278-279, Feb. 2004.

# IF Filterの特性

非常に急峻なフィルター特性と30dB以上のイメージ抑圧を実現

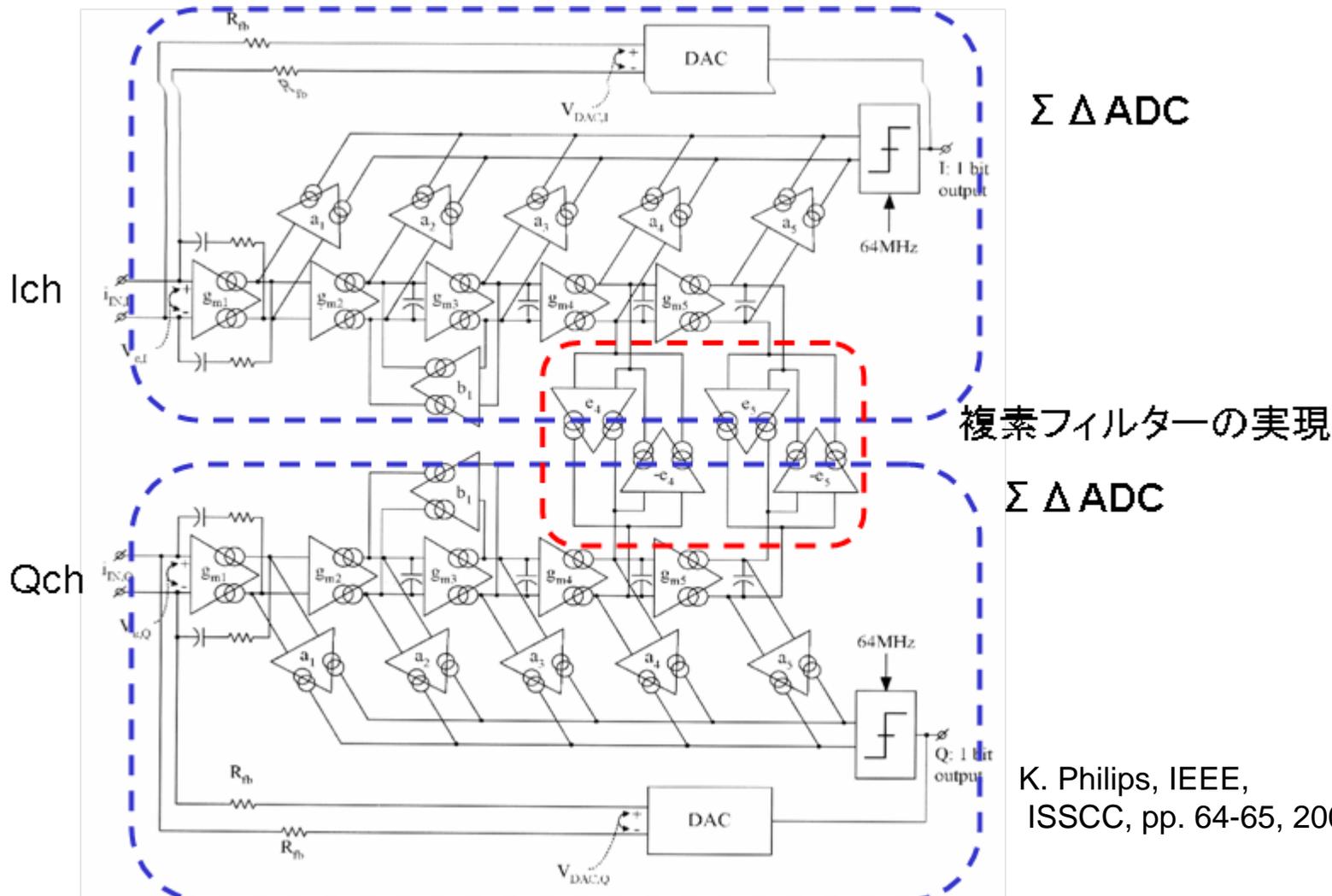
バイポーラ回路により1/fノイズが少ない



Shin'ichiro Azuma et al., "A Digital Terrestrial Television (ISDB-T) Tuner for Mobile Applications," ISSCC Digest of Technical Papers, pp. 278-279, Feb. 2004.

# 複素フィルターを用いたCT型 $\Sigma \Delta$ ADC

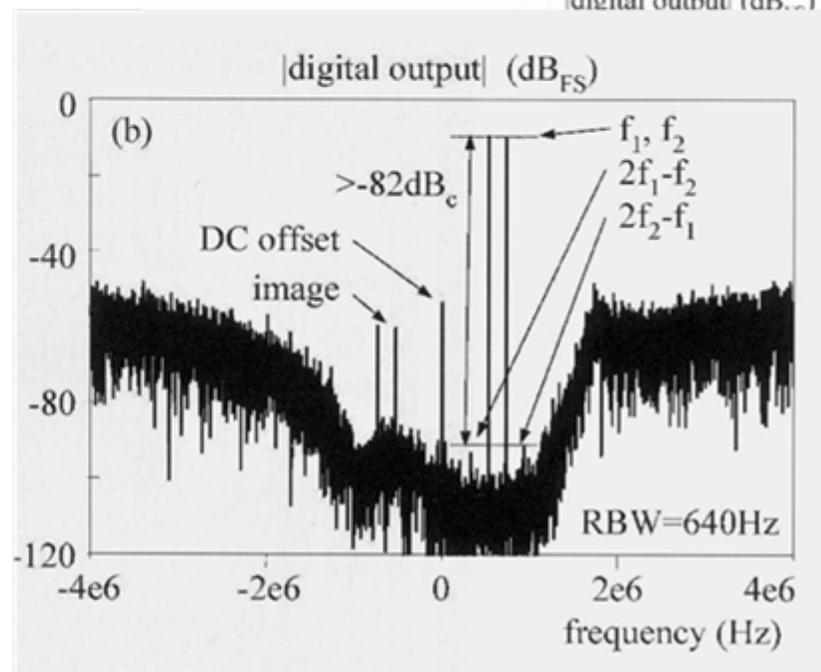
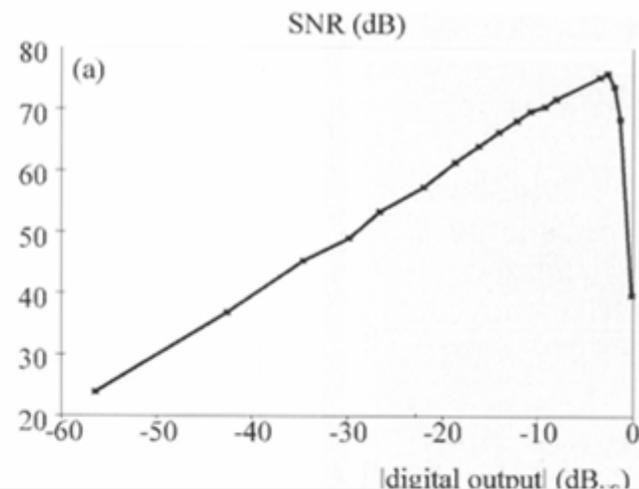
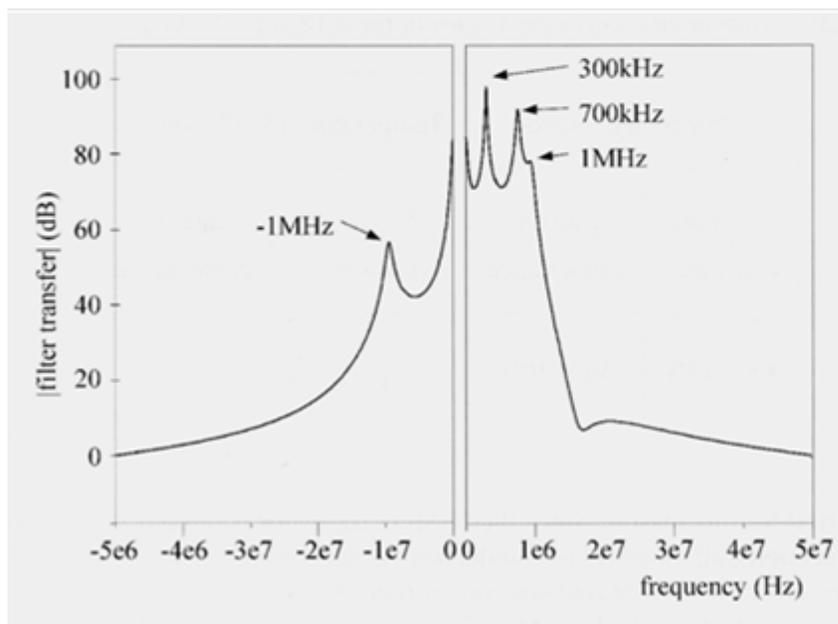
$\Sigma \Delta$  ADCに含まれるフィルターを用いて複素化することによりイメージ信号を抑制できる



# 複素フィルターを用いたCT型 $\Sigma \Delta$ ADC

80dB程度のSNRと40dB程度のイメージ抑圧を実現

K. Philips, IEEE,  
ISSCC, pp. 64-65, 2003.



# 複素フィルターを用いたDT型 $\Sigma \Delta$ ADC

SCFを用いたDT型  $\Sigma \Delta$  型ADCでも複素フィルターが実現できる

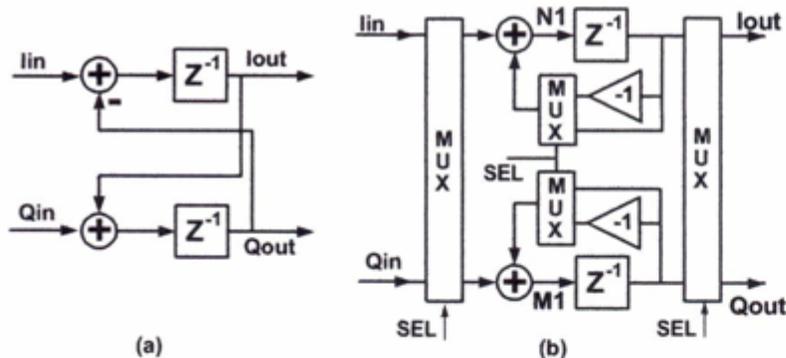


Fig. 2. (a) Basic complex bandpass filter. (b) Proposed equivalent implementation.

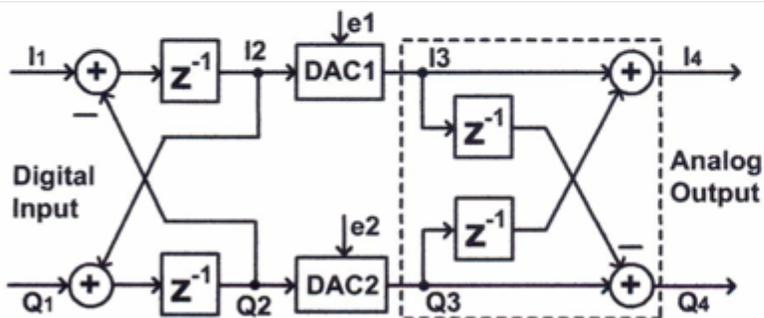


Fig. 3. Proposed architecture of DAC nonlinearity noise-shaping for a complex bandpass modulator.  $I1$  is the I-channel ADC output and  $Q1$  is the Q-channel ADC output, while  $I4$  is the I-channel DAC output and  $Q4$  is the Q-channel DAC output.  $e1$  and  $e2$  denote the nonlinearities of DAC1 and DAC2 respectively. However, note that this architecture cannot be implemented directly.

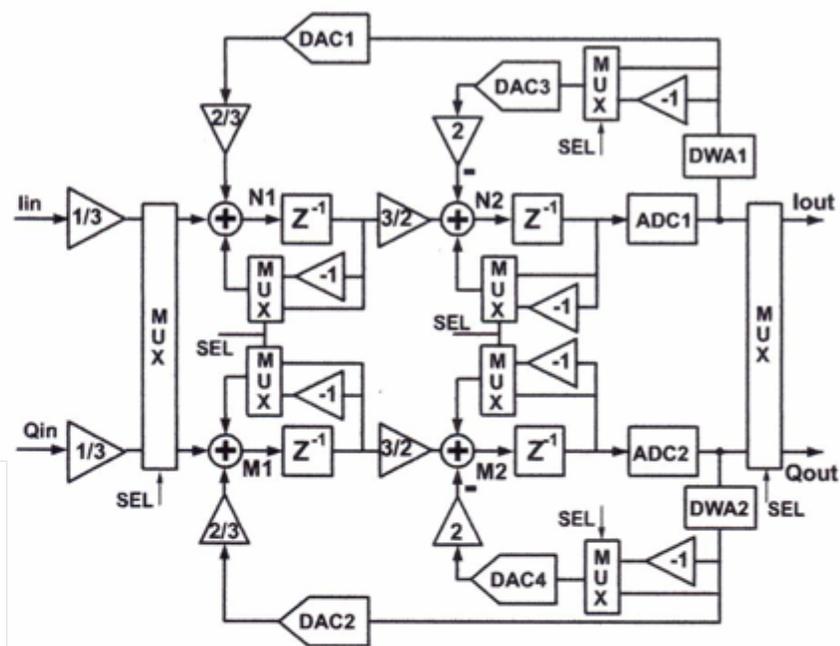


Fig. 5. Architecture of our complex bandpass  $\Delta\Sigma$ AD modulator.

A Multibit Complex Bandpass  $\Delta\Sigma$ AD Modulator with I, Q Dynamic Matching and DWA Algorithm

H. San, Y. Jingu, H. Wada, H. Hagiwara, A. Hayakawa, J. Kudoh<sup>2</sup>, K. Yabagi<sup>2</sup>, T. Matsumura<sup>3</sup>, H. Nakane<sup>3</sup>, H. Kobayashi, M. Hotta<sup>3</sup>, T. Tsukada<sup>3</sup>, K. Mashiko<sup>4</sup>, A. Wada<sup>5</sup>  
 1) Gunma University 2) Renesas Technology Corp. 3) Musashi Institute of Technology  
 4) Semiconductor Technology Academic Research Center 5) Sanyo Electric Co., Ltd.

ASSCC 2006, pp. 55-58.

# 複素フィルターを用いたDT型 $\Sigma \Delta$ ADC

65dB程度のSNRと46dBのイメージ抑圧を実現

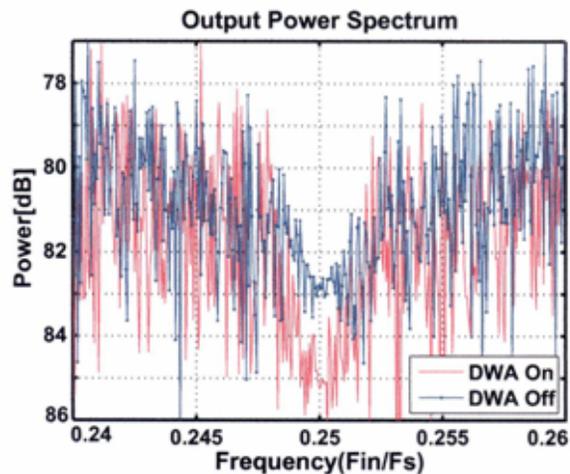


Fig. 8. Compared power spectrum while DWA on and off.

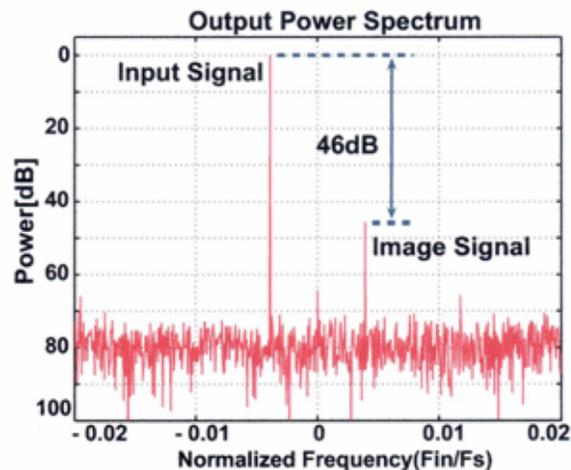


Fig. 10. Measured output power spectrum of the proposed modulator.

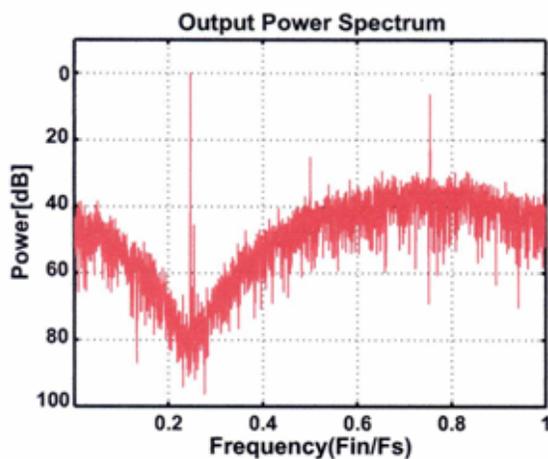


Fig. 9. Measured output power spectrum of the proposed modulator.

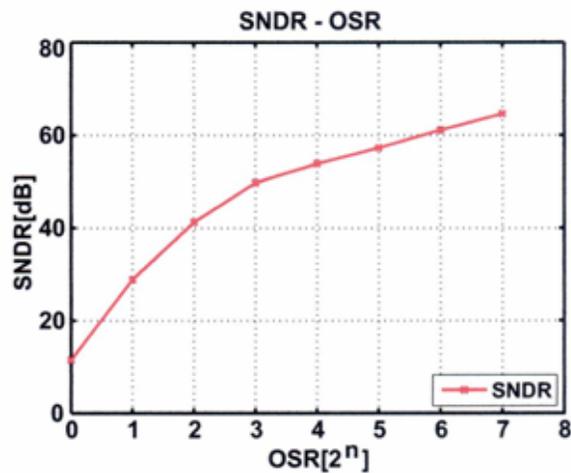
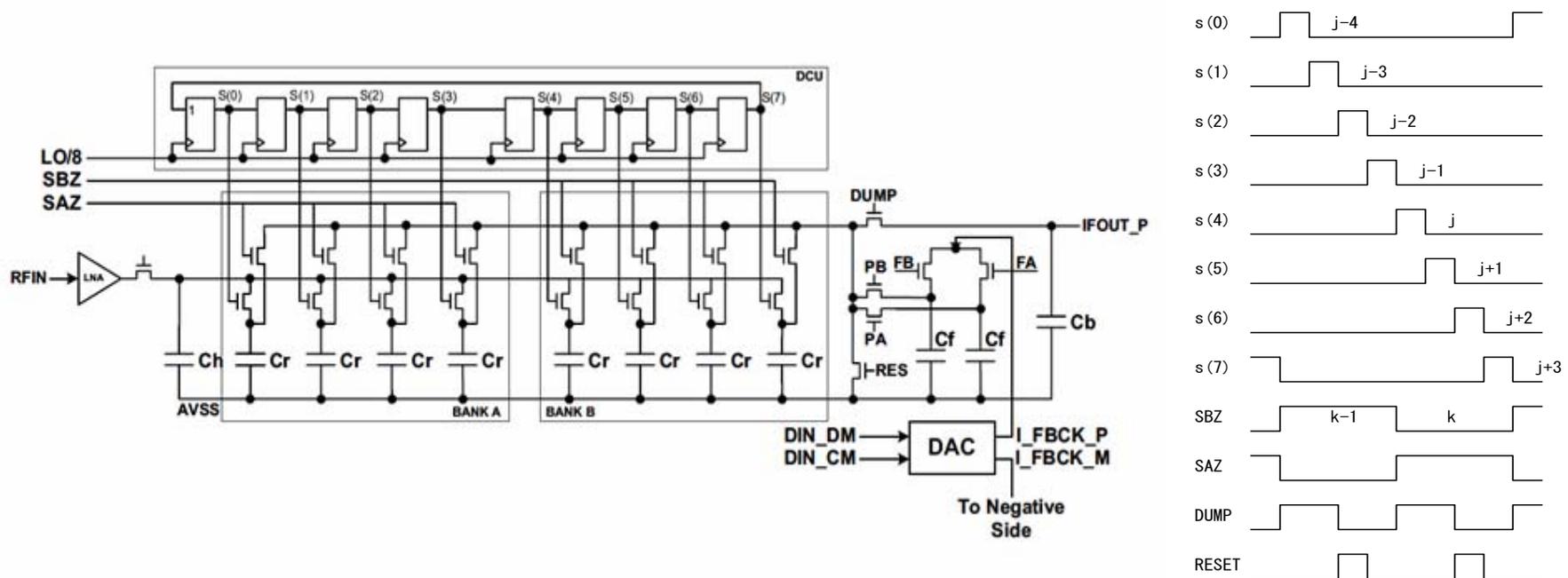


Fig. 11. Measured SNDR vs OSR of the proposed modulator.

ASSCC 2006,  
pp. 55-58.

# MTDSM回路図

RF信号をサンプリングして電荷レベルで処理することでRFフィルターが実現できる



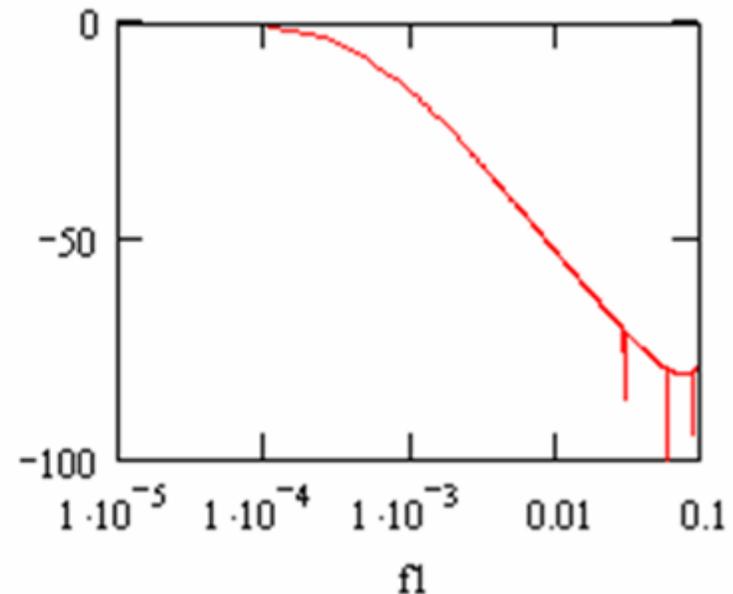
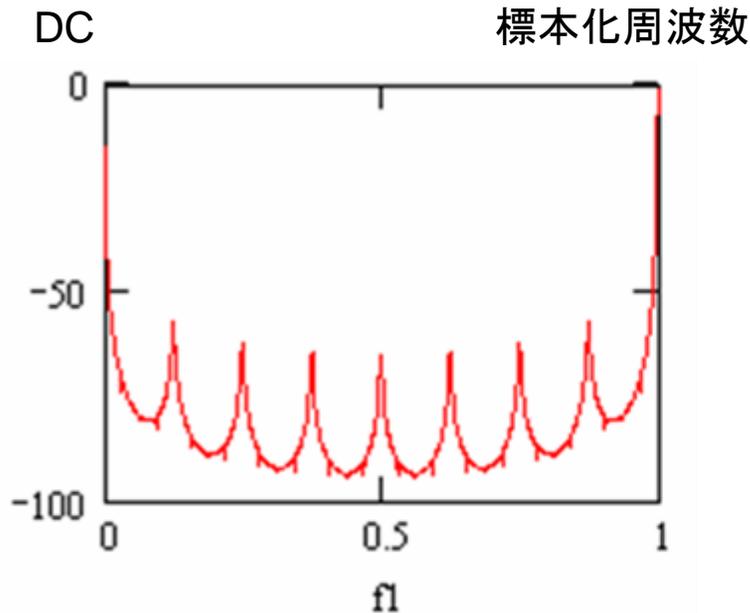
K. Muhanmad (TI) et al.

“All-Digital TX Frequency Synthesizer and Discrete-Time Receiver for Bluetooth Radio in 130-nm CMOS”

(JSSC Vol.39, No.12, pp. 2278-2291, Dec. 2004)

# 全体の伝達関数

標本化周波数近傍だけ(+折れ返し周波数)が通過するフィルターが実現できる。  
ただしIFフィルターとしては特性が不十分である



$$|F_{all}| = g_m T_{on} \frac{\sin\left(\frac{\omega T_{on}}{2}\right)}{\left(\frac{\omega T_{on}}{2}\right)} (1-a) \frac{\sin\left(\frac{MN\omega T}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega T}{2}\right)} \frac{1}{\sqrt{1+a^2-2a\cos(N\omega T)}} \frac{1}{\sqrt{1+b^2-2b\cos(MN\omega T)}} \frac{1}{C_b}$$

電流積分

1<sup>st</sup> Sincと2<sup>nd</sup> Sinc

1<sup>st</sup> IIR

2<sup>nd</sup> IIR

# まとめ

---

## ➤ チューナアーキテクチャ

- ✓ 外部フィルターを必要としないアーキテクチャ
- ✓ 狭帯域: Low-IF
- ✓ 広帯域: ダイレクトコンバージョン or Low-IF

## ➤ LNA

- ✓ 広帯域・高感度: インダクタレスの抵抗フィードバック方式
- ✓ 高ダイナミックレンジ: アッテネータ方式

## ➤ イメージ除去

- ✓ 複素フィルター
- ✓ 複素フィルター内蔵の  $\Sigma \Delta$  型ADC
- ✓ デジタル複素フィルター

# 謝辞

本講演で使用しているいくつかの資料は  
本研究室の社会人博士学生である、シャープ  
(株)の飯塚邦彦氏より提供されたものである。深  
甚なる謝意を表す。