
サンプリングミキサを用いたワンセグ放送用tuner フロントエンドの研究

A study on the front end for the tuner using
sampling mixer in ISDB-T

笹井 重徳、小島 貴志、馬上 崇、李 寧、○倉科 隆、松澤 昭

東京工業大学大学院
理工学研究科電子物理工学専攻
松澤研究室

目次

- 研究背景

 - サンプリングミキサ
 - ワンセグ放送

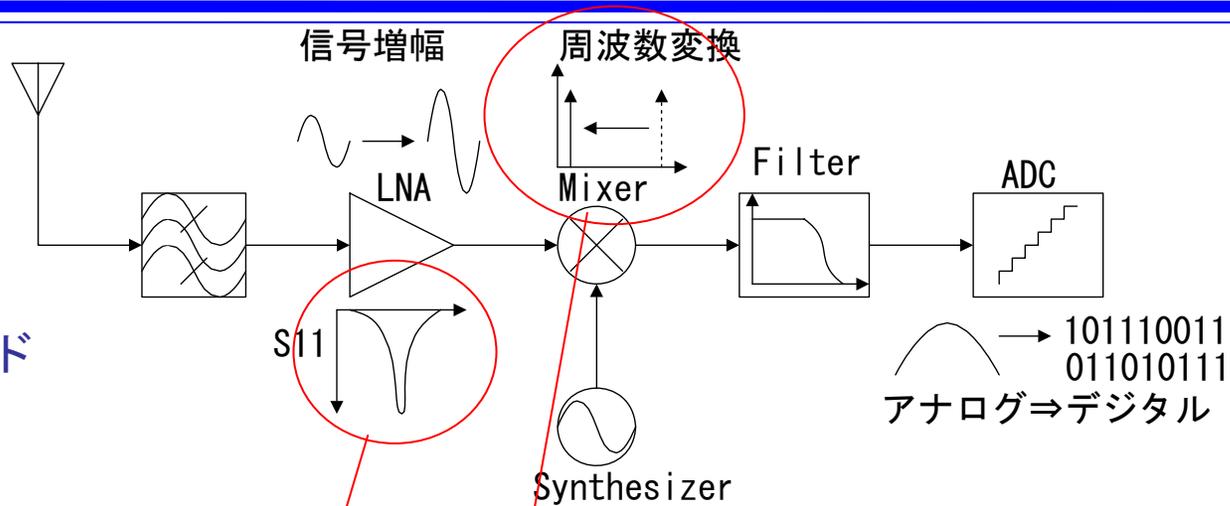
- サンプリングミキサ

 - 提案回路の特徴
 - パラメータの決定

- 結論

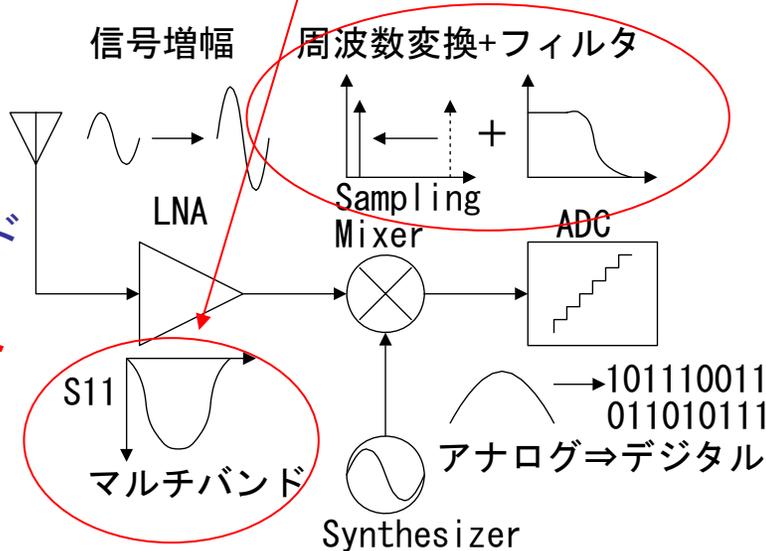
研究背景

現行システム
単一バンド
単一スタンダード



将来のシステム
マルチバンド
マルチスタンダード

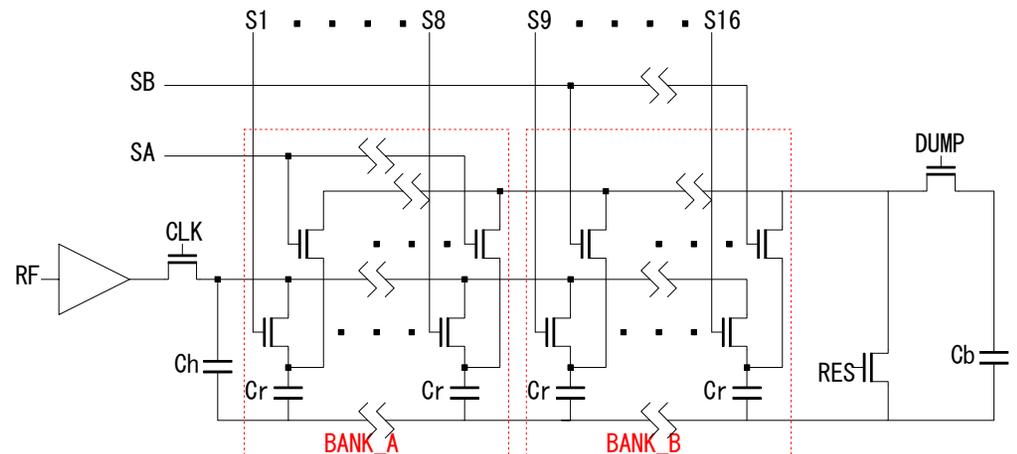
・LNAの整合
広帯域化



・離散時間フィルタ
を用いた周波数特性の
自動的な可変化

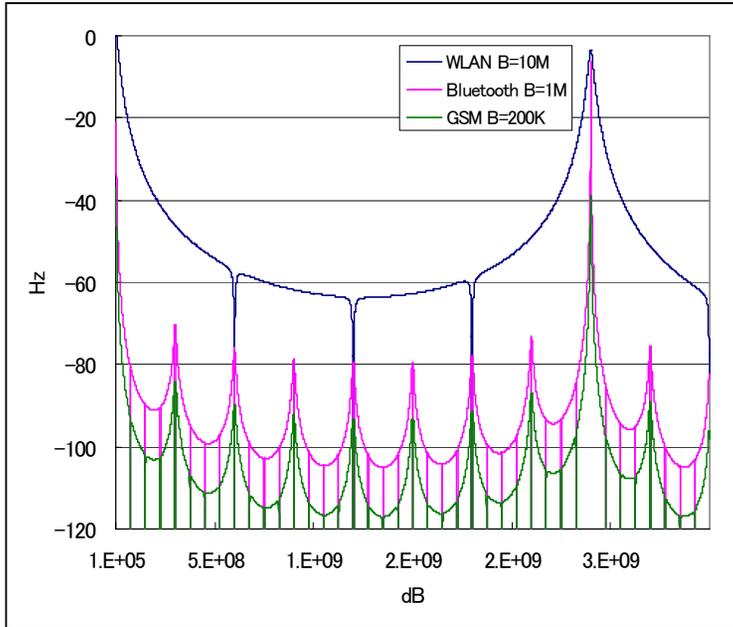
サンプリングミキサとは

- 低電力(増幅器等のアクティブ素子なし)
- 小型
 - サンプリング、デシメーション、フィルタリングが同時に行われる
- チャンネル選択性
 - LOを変化させると通過帯も変化

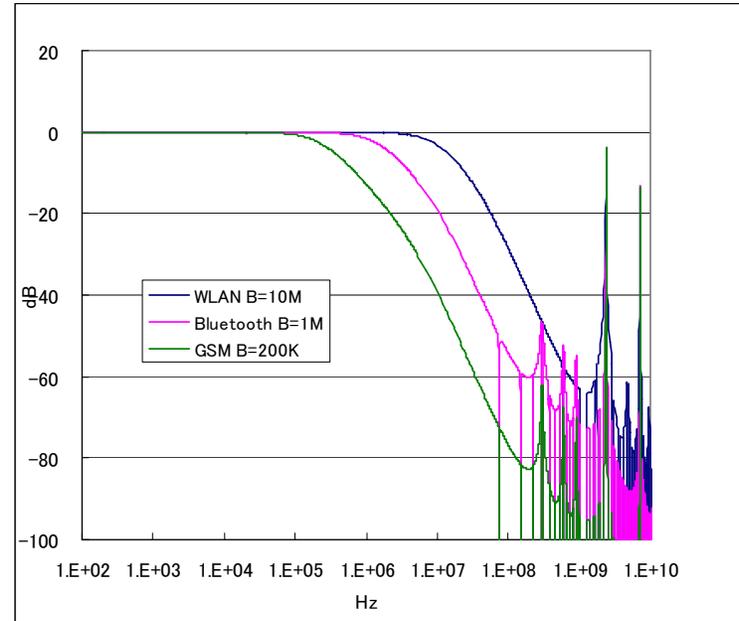


Robert Bogdan Staszewski et al.,
“All-Digital TX Frequency Synthesizer
and Discrete-Time Receiver for Bluetooth Radio
in 130nm CMOS,” IEEE J. Solid-State Circuits,
vol. 39, pp.2278-2291, Dec.2004

フィルタ特性の可変化



横軸リニア



横軸ログ

T=500p Ton=250p

N=M=8,a=0.97,b=0.9

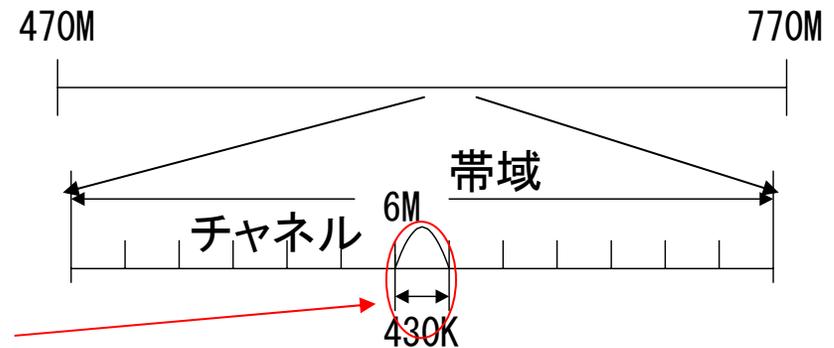
N=M=4,a=0.97,b=0.9

N=M=2,a=0.8,b=0.8

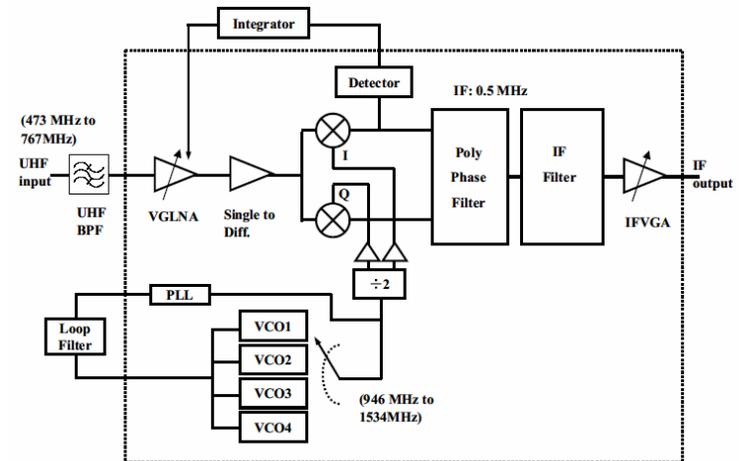
$$|F_{all}| = g_m T_{on} \frac{\sin\left(\frac{\omega T_{on}}{2}\right)}{\left(\frac{\omega T_{on}}{2}\right)} (1-a) \left| \frac{\sin\left(\frac{MN\omega T}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega T}{2}\right)} \right| \frac{1}{\sqrt{1+a^2-2a\cos(N\omega T)}} \frac{1}{\sqrt{1+b^2-2b\cos(MN\omega T)}} \frac{1}{C_b}$$

1セグメント放送用チューナ

- 低消費電力化
- 小型化
- 大きなdynamic range
- チャンネル選択性
- 広いキャリア周波数範囲



- VGLNAの利得可変幅(20dB~-40dB)
- NF=2.7dB(LNA)
- NF<9dB(全体)
- Filter=-37dB(イメージ除去)
- IIP3>-10dBm(全体)



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

サンプリングミキサの利点と 1セグチューナの要求性能

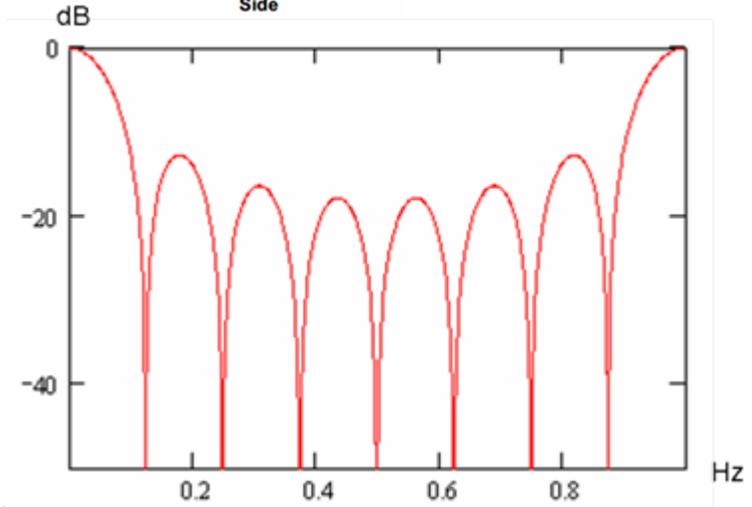
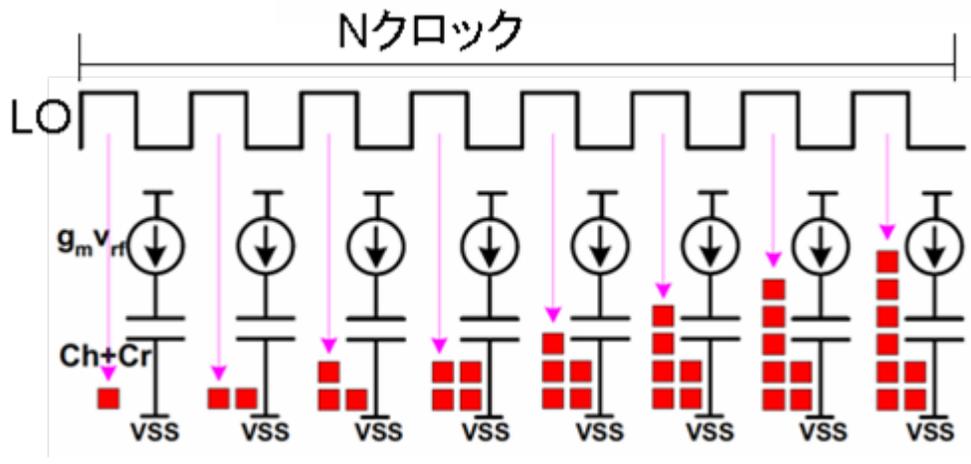
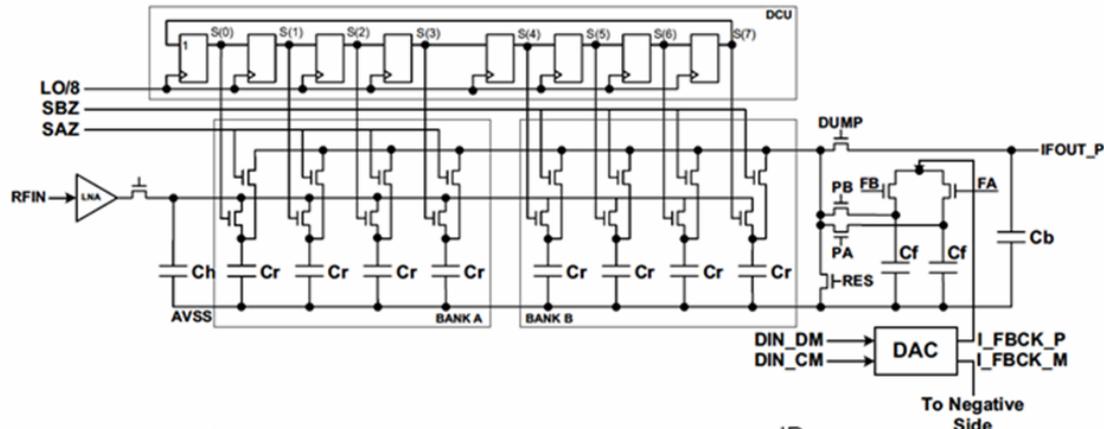
- サンプリングミキサの特徴
 - 小型
 - LOによる周波数特性の可変性
 - 低消費電力
 - デジタル部の制御により周波数特性が可変
- 移動体用1セグメント放送用tunerに要求されること
 - 大きなDynamic Range
 - 小型化
 - チャンネル選択性
 - 広いキャリア周波数範囲
 - 低消費電力



サンプリングミキサの特徴とtunerの要求が似ている。

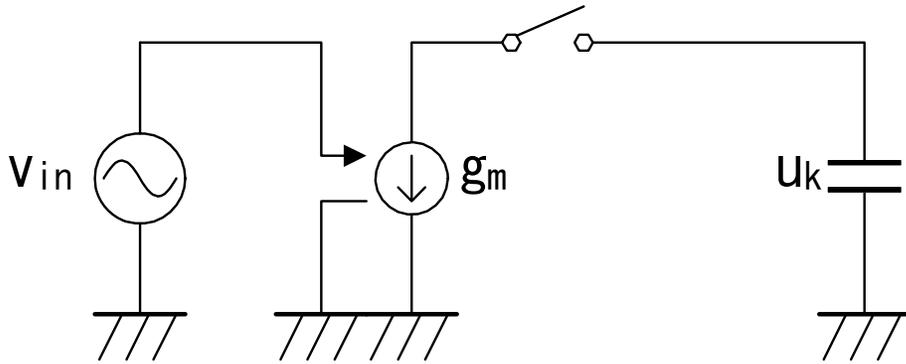
tunerICにサンプリングミキサを組み込み、性能を検討する

従来のサンプリングミキサ (Sincフィルタ)



$$w_i = \sum_{l=0}^{N-1} u_{i-l} \rightarrow W(Z) = \frac{1-Z^{-N}}{1-Z^{-1}} U(Z) \rightarrow |F_{1stSinc}(\omega)| = \left| \frac{\sin\left(\frac{N\omega T}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega T}{2}\right)} \right|$$

周波数特性 (電流積分の効果)



Ton: LOによりサンプリングされる時間

電圧源からVCCSを通しての
電荷への伝達関数

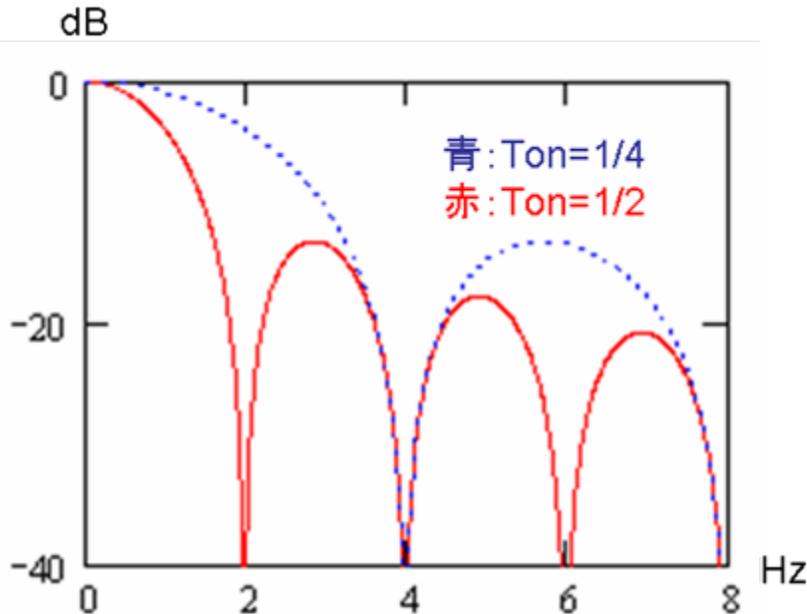
$$u_k = \int_{t_0}^{t_0+T_{on}} i dt = \int_{t_0}^{t_0+T_{on}} g_m v_{in} dt = \int_{t_0}^{t_0+T_{on}} g_m V e^{j\omega t} dt$$

$$= \left[\frac{g_m V e^{j\omega t}}{j\omega} \right]_{t_0}^{t_0+T_{on}} = \frac{g_m (V e^{j\omega(t_0+T_{on})} - V e^{j\omega t_0})}{j\omega}$$

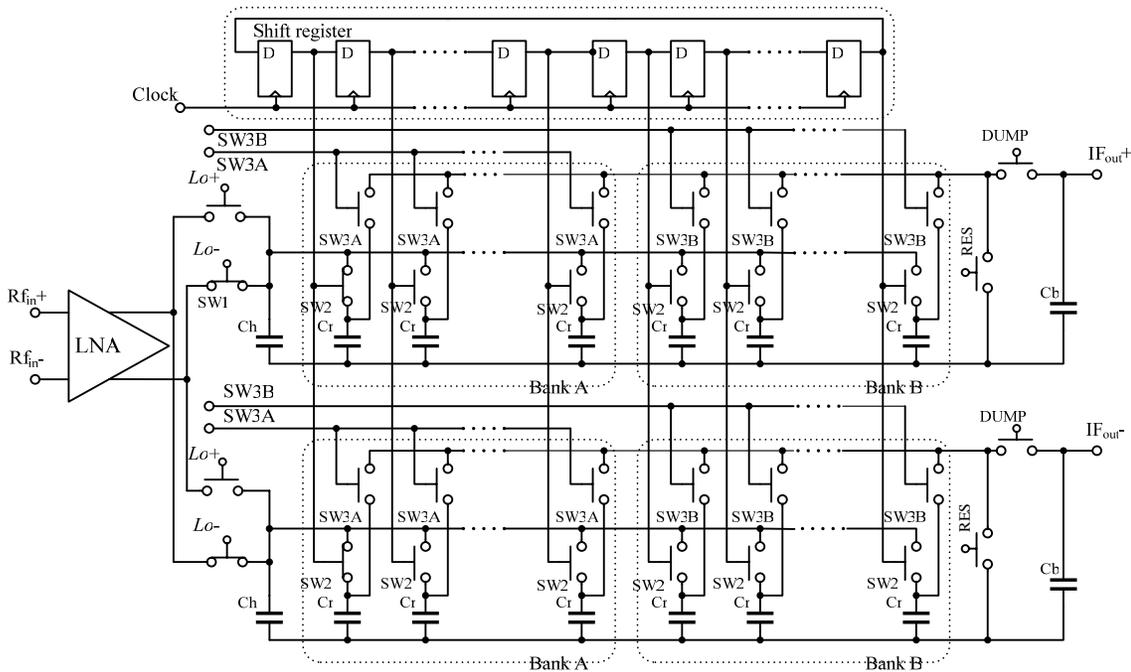
$$\left| \frac{u_k}{v_{in}} \right| = \left| g_m T_{on} \frac{\sin\left(\frac{T_{on}}{2} \omega\right)}{\left(\frac{T_{on}}{2} \omega\right)} \right|$$

周波数特性が
デューティ比に依存

折り返しを大きく除去可能



提案するサンプリングミキサ



$$1 + Z^{-1} + Z^{-2} + Z^{-3} + \dots$$

↓

$$1 - Z^{-1} + Z^{-2} - Z^{-3} + \dots$$

$$W(Z) = \frac{1 - Z^{-N}}{1 - Z^{-1}} U(Z)$$

↓

$$\frac{1 - Z^{-N}}{1 + Z^{-1}} U(Z)$$

電荷は+と-の成分を交互に
足すことで周波数特性の位相が
 π 変化する。

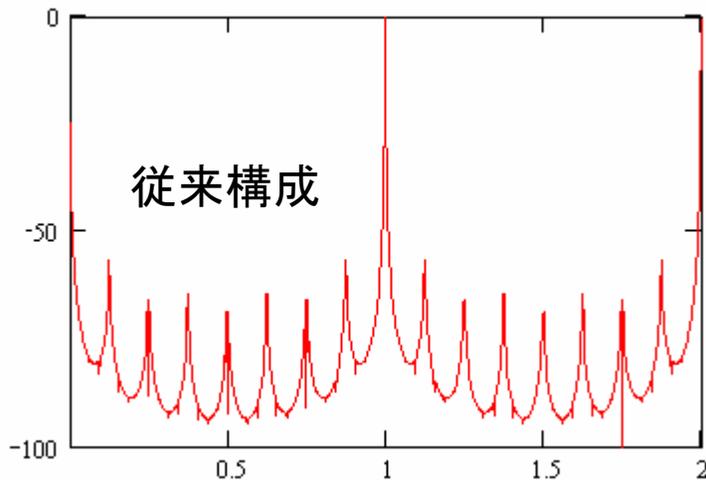
提案構成の伝達関数

従来構成の課題

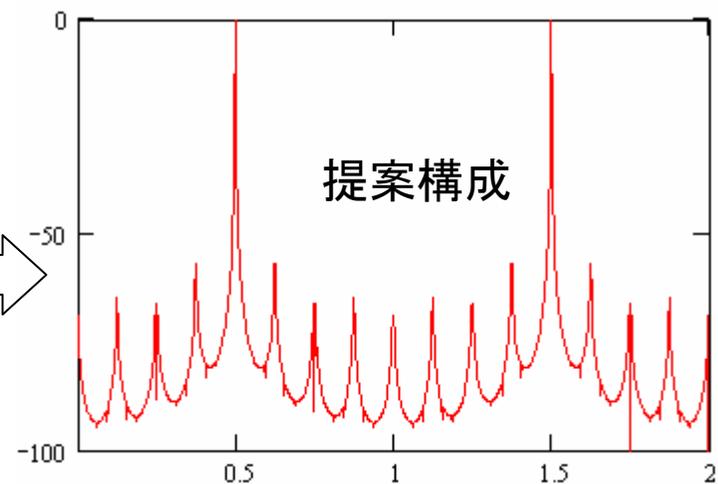
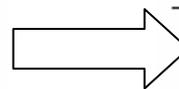
- ・DCが通過域となる。
- ・LOが通過域にはいる。

$$MA1 = \frac{1 - Z^{-N}}{1 - Z^{-1}} \rightarrow \frac{1 - Z^{-N}}{1 + Z^{-1}}$$

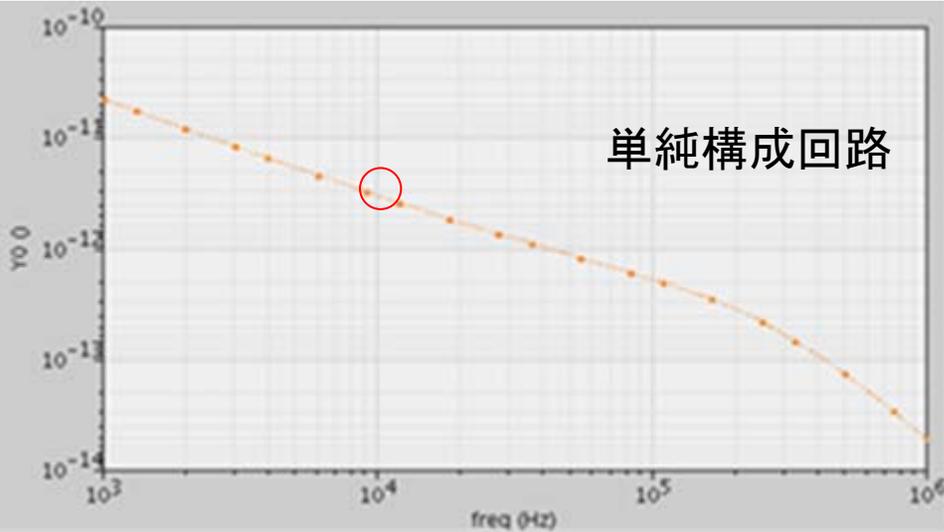
$$MA1 = \frac{\left| \sin\left(\frac{N\omega t}{2}\right) \right|}{\left| \sin\left(\frac{\omega t}{2}\right) \right|} \rightarrow \frac{\left| \sin\left(\frac{N\omega t}{2}\right) \right|}{\left| \cos\left(\frac{\omega t}{2}\right) \right|}$$



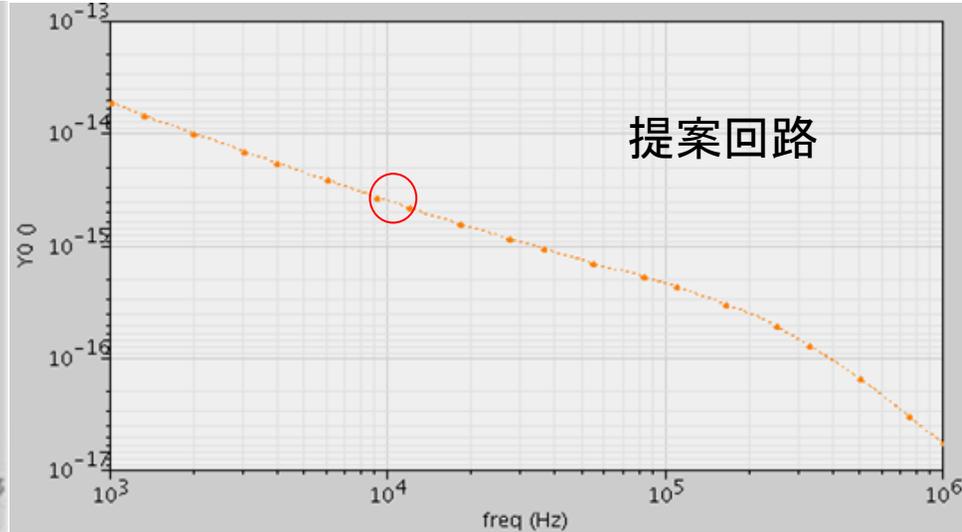
fs=1



ノイズ比較



$3.0\text{E-}12(\text{V}^2/\text{Hz})@10\text{K Hz}$



$2.5\text{E-}15(\text{V}^2/\text{Hz})@10\text{K Hz}$

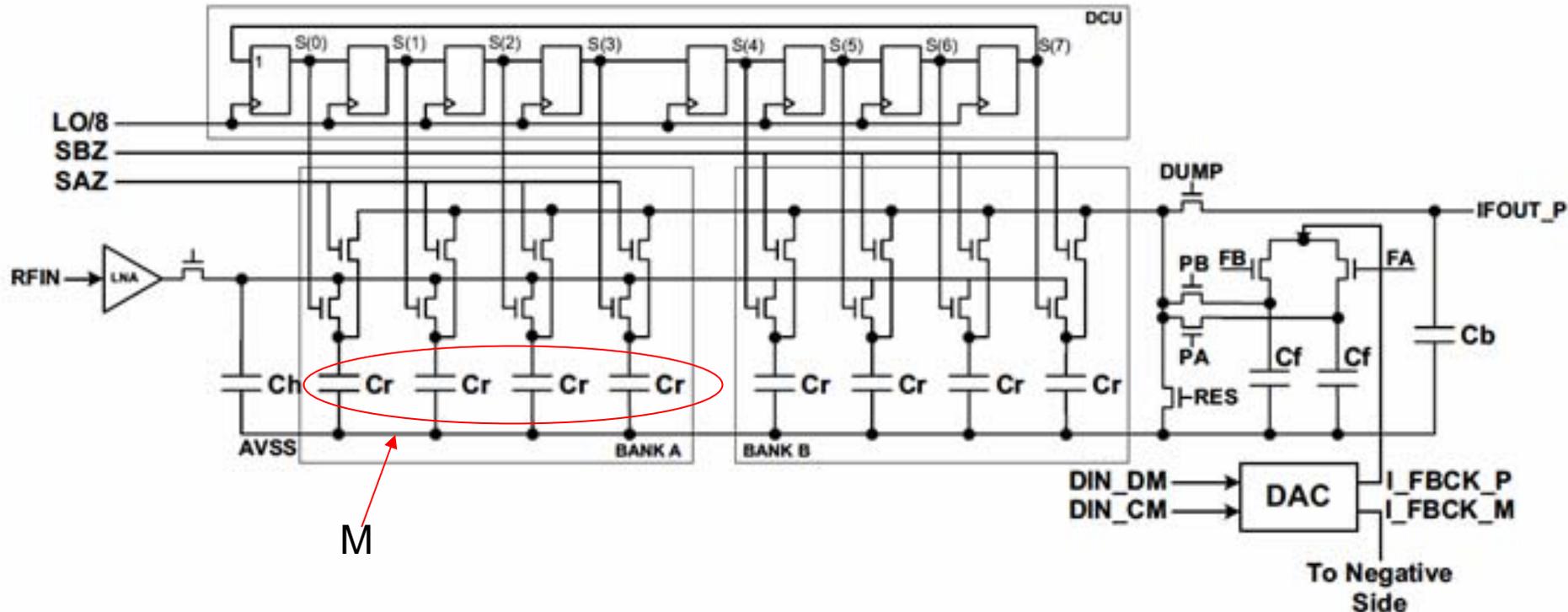
ノイズは30dB以上低減されている

サンプリングミキサの最適化

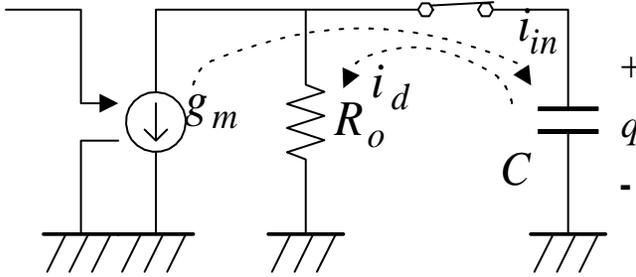
サンプリングミキサを設計するときのパラメータは

- N:** 1つの C_r にN回の電荷をチャージする
- M:** 1つのBUNKのローテーション容量の数
- a:** C_h と C_r の比
- b:** C_b と C_r の比
- C_r :** ローテーション容量の大きさ

以上5つである



電荷漏れの影響

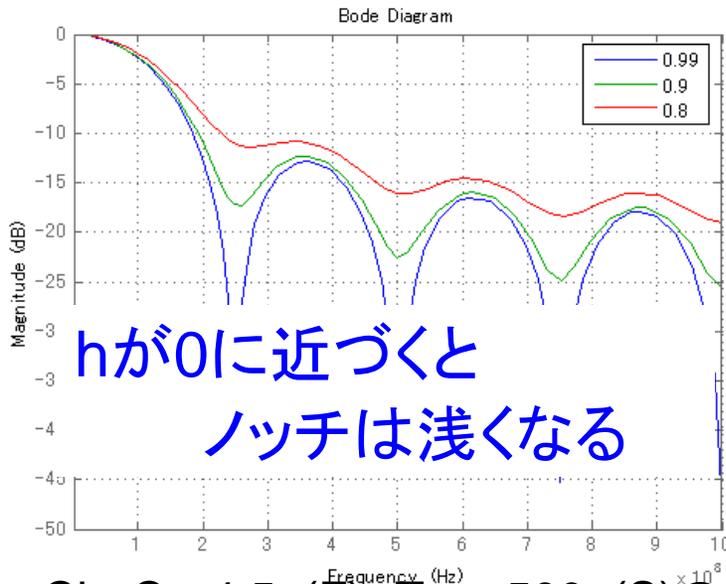


入力段の等価回路

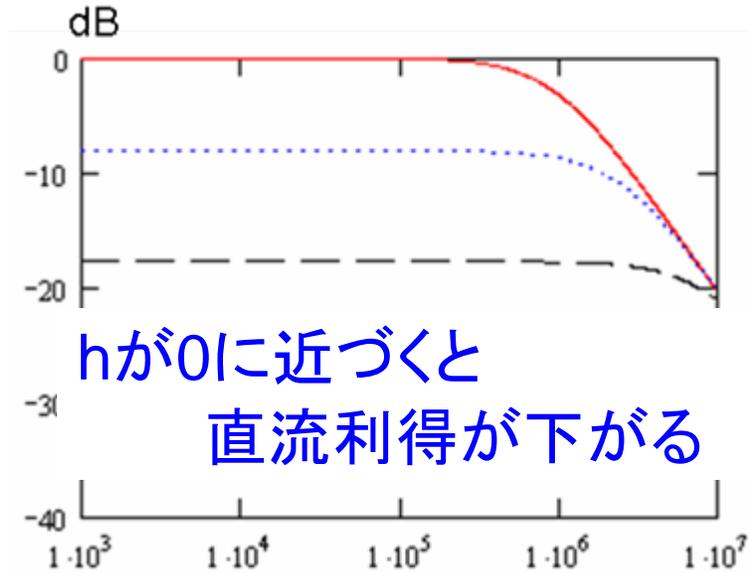
N-1個

$$x[n] \left[h = \exp\left(-\frac{T_{on}}{R_{out}(C_h + C_r)}\right) \right] \rightarrow y[n]$$

放電を考慮した場合の移動平均



hが0に近づくと
ノッチは浅くなる



hが0に近づくと
直流利得が下がる

$C_h + C_r = 4.5\text{p(F)}$ 、 $T_{on} = 500\text{p(S)}$ のときノッチを -38dB 以下としたければ
 R_{out} は $5\text{K}(\Omega)$ 以上が必要

パラメータの決定要因

①ADCのサンプリングレート

ADCのsampling rate 25M以下
ミキサのfsは最大で1.54GHz
→M*N>62

$$\frac{f_s}{NM} = \text{ADC sampling rate}$$

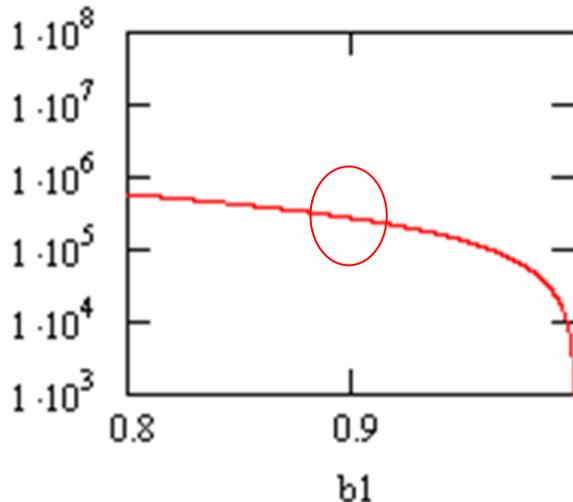
②容量の占める面積

容量を50pF以内に仮定する

$$C_r \frac{a}{1-a} + \frac{bMC_r}{1-b} + 2MC_r \leq 25p$$

③遮断周波数 (bの決定)

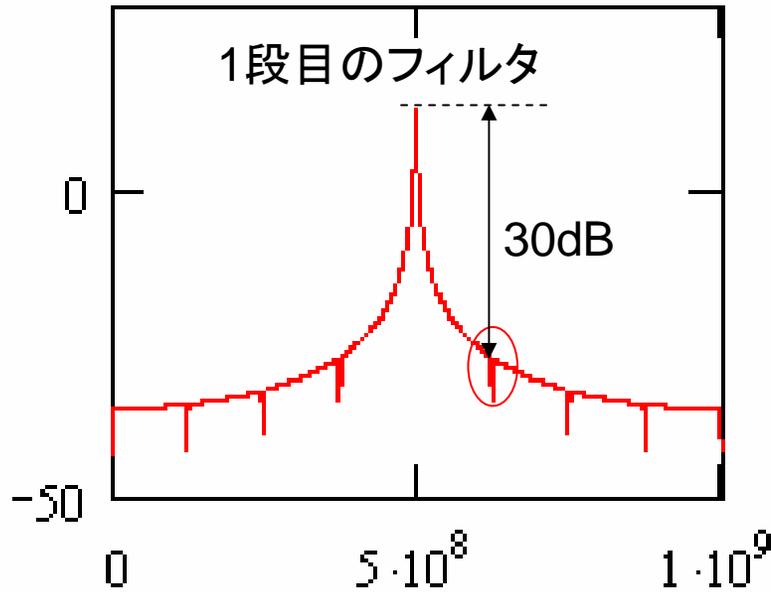
$$f_c = \frac{1}{2\pi MNT} \arccos\left(\frac{b^2 - 4b + 1}{-2b}\right)$$



遮断周波数を250K付近にしたければb=0.9

パラメータの決定要因

④フィルタ特性(折り返し妨害波の除去)



赤丸の部分が折り返されるので
その部分を除去する必要がある

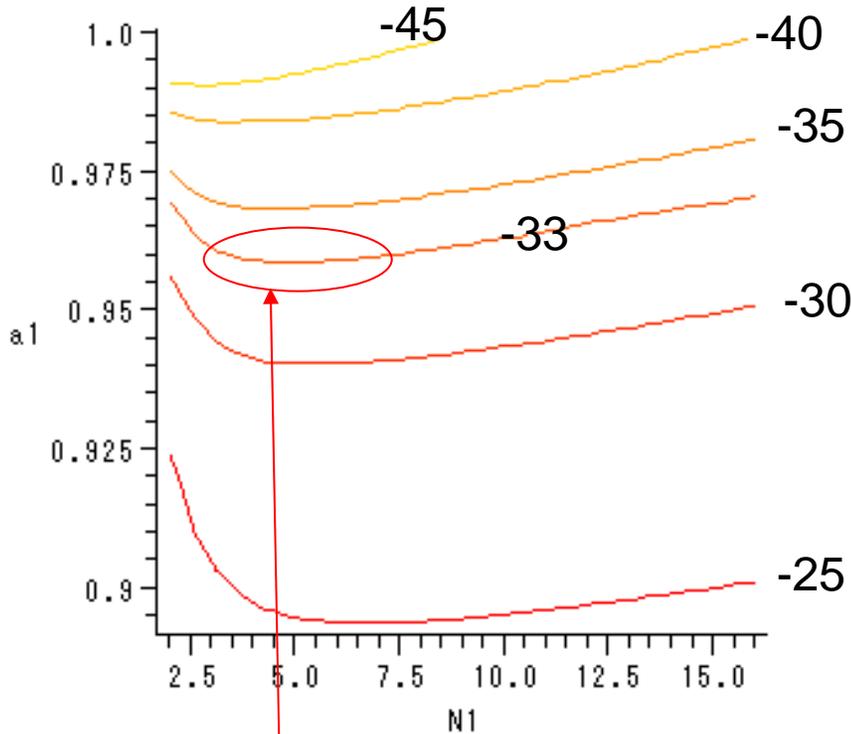
今回の30dBの除去を
目標とすると下の式となる

$$\frac{MA1\left(f_{sig} + \frac{f_s}{N}\right) \times IIR1\left(f_{sig} + \frac{f_s}{N}\right)}{MA1\left(f_{sig}\right) \times IIR1\left(f_{sig}\right)} \leq -30dB$$

パラメータの決定要因

④フィルタ特性(折り返し妨害波の除去)

等高線

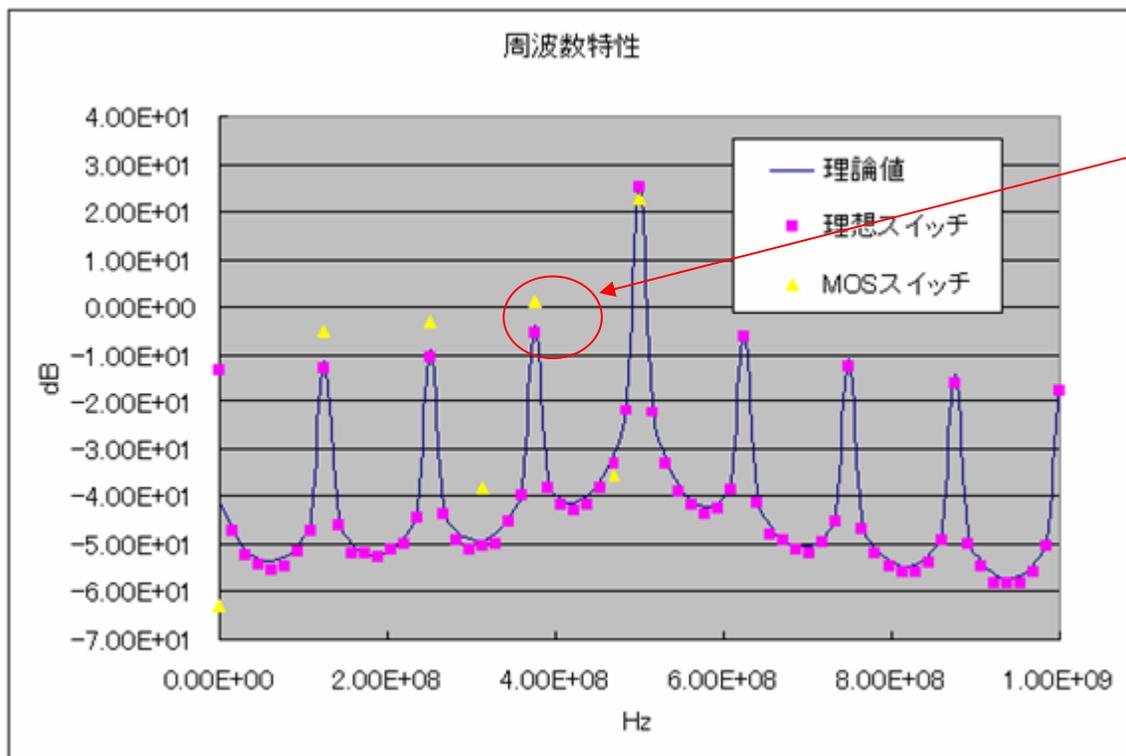


この辺(N=6)が最適

電荷の漏れを考慮した場合

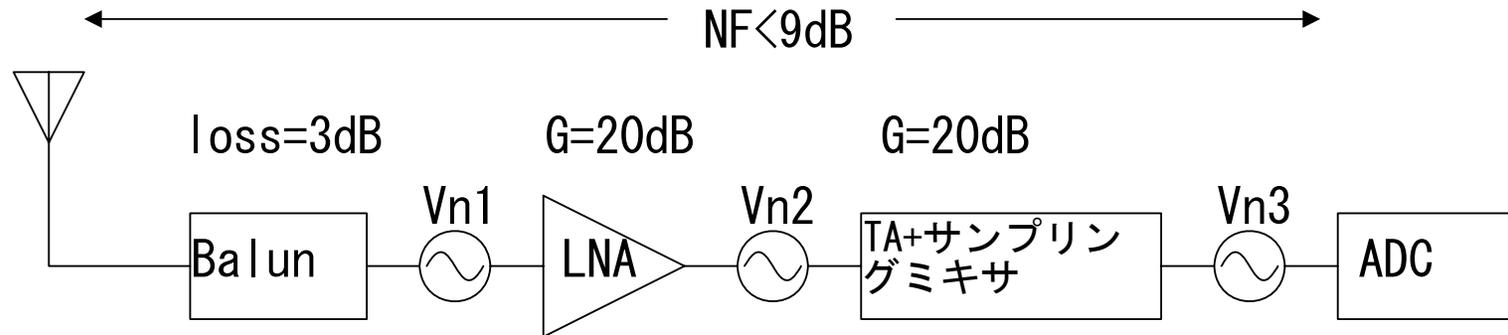
$$Filter = 20 \log \left(\left| \frac{1-h}{1-h \exp\left(\frac{j2\pi}{N}\right)} \right| \right)$$

周波数特性



通過帯に比べ、 f_s/N において
理想スイッチ: 31dB減衰
MOSスイッチ: 21dB減衰

入力換算ノイズ



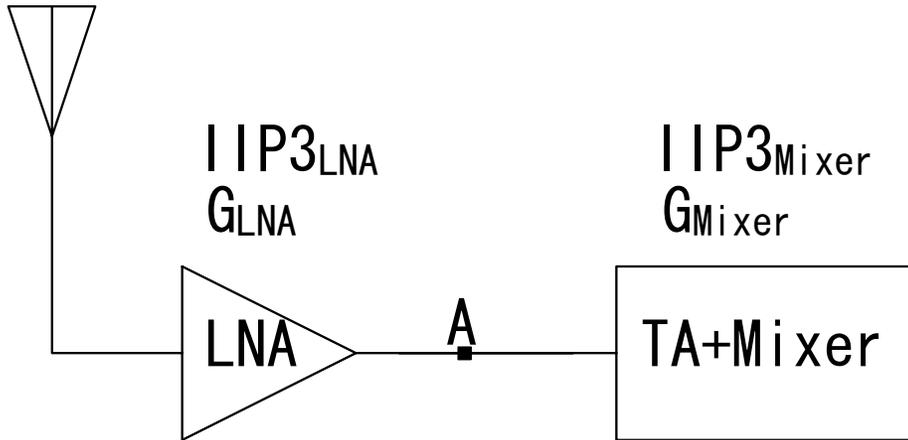
必要とする入力換算ノイズ

$$V_{n2}^2 \leq 1.64 \times 10^{-16}$$

シミュレーションから得られた結果

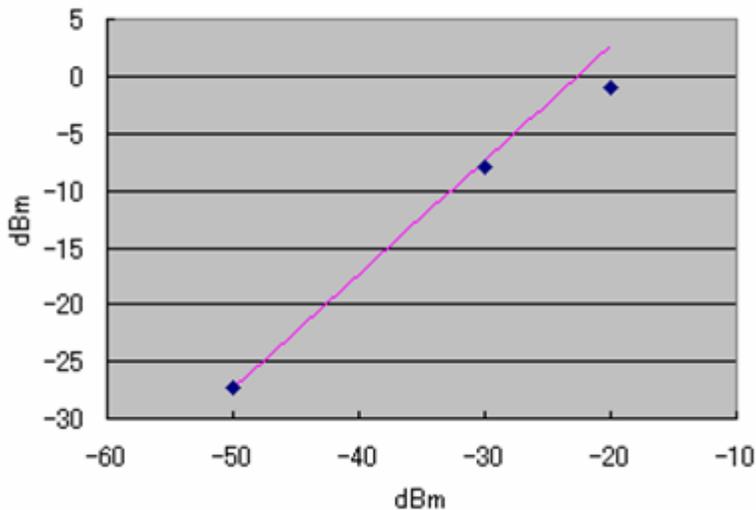
$$V_n^2 = 1.44 \times 10^{-19}$$

線形性



$$\frac{1}{IIP3_{all}^2} = \frac{1}{IIP3_{LNA}^2} + \frac{G_{LNA}^2}{IIP3_{Mixer}^2}$$

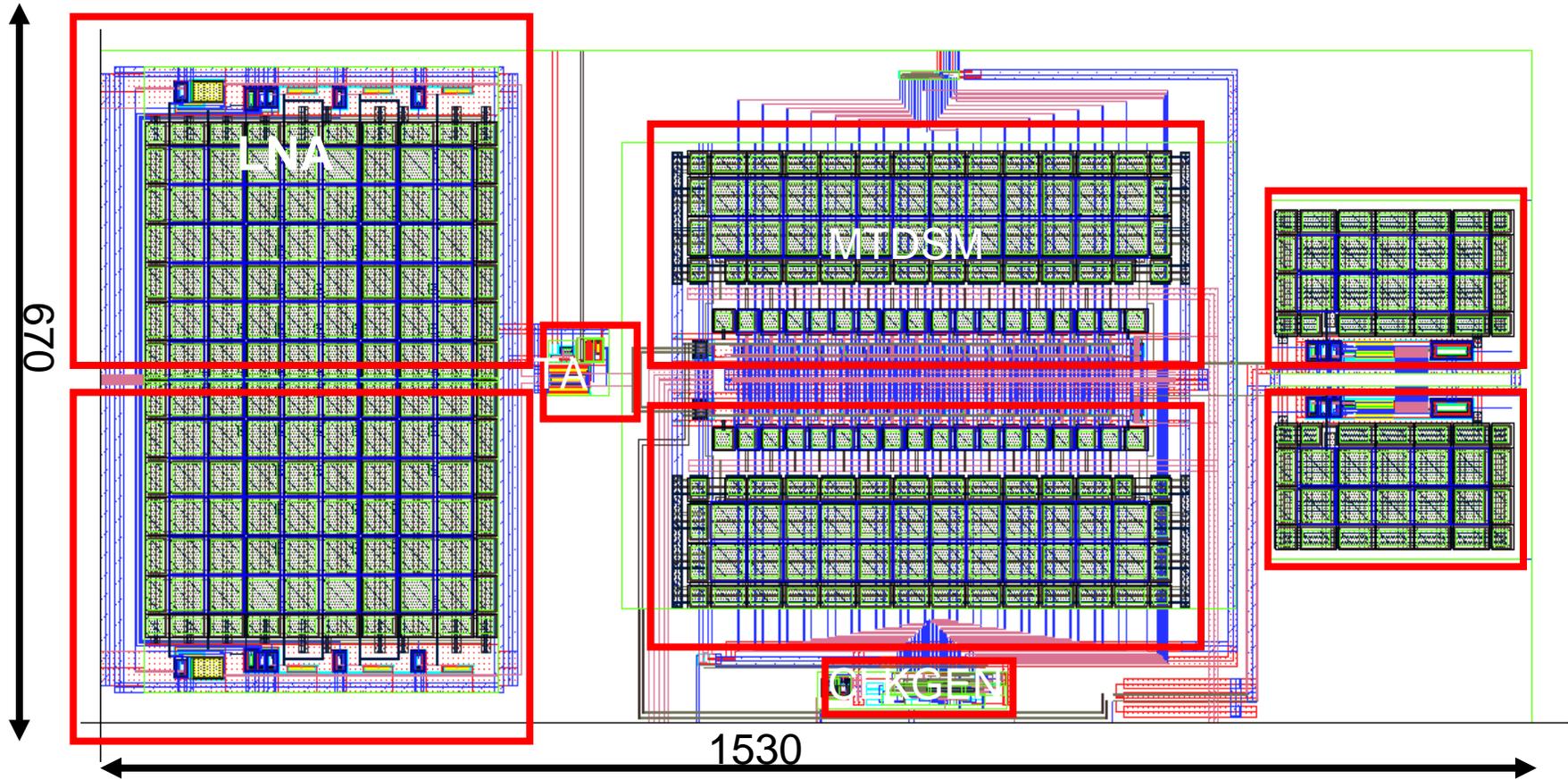
1dBコンプレッションポイント



IIP3=-16dBm (入力振幅0.016V)
フロントエンド全体でIIP3=-10dBmとするには
TA+ミキサでIIP3=11dBmとせねばならないが
大きくとどかない

更なる線形性を向上させることが必要

面積



結論

- サンプルングミキサ
 - 電流積分の効果によりブロッカーを除去可能
 - TAの出力抵抗の電荷漏れの解析
 - パラメータの導出法を提案
 - ノイズを減らし、LOを通過帯からはずす回路を提案
- ワンセグチューナへの対応
 - ノイズを30dB以上低減
 - 通過帯にくらべ阻止帯では21dB減衰
 - 歪の改善必要