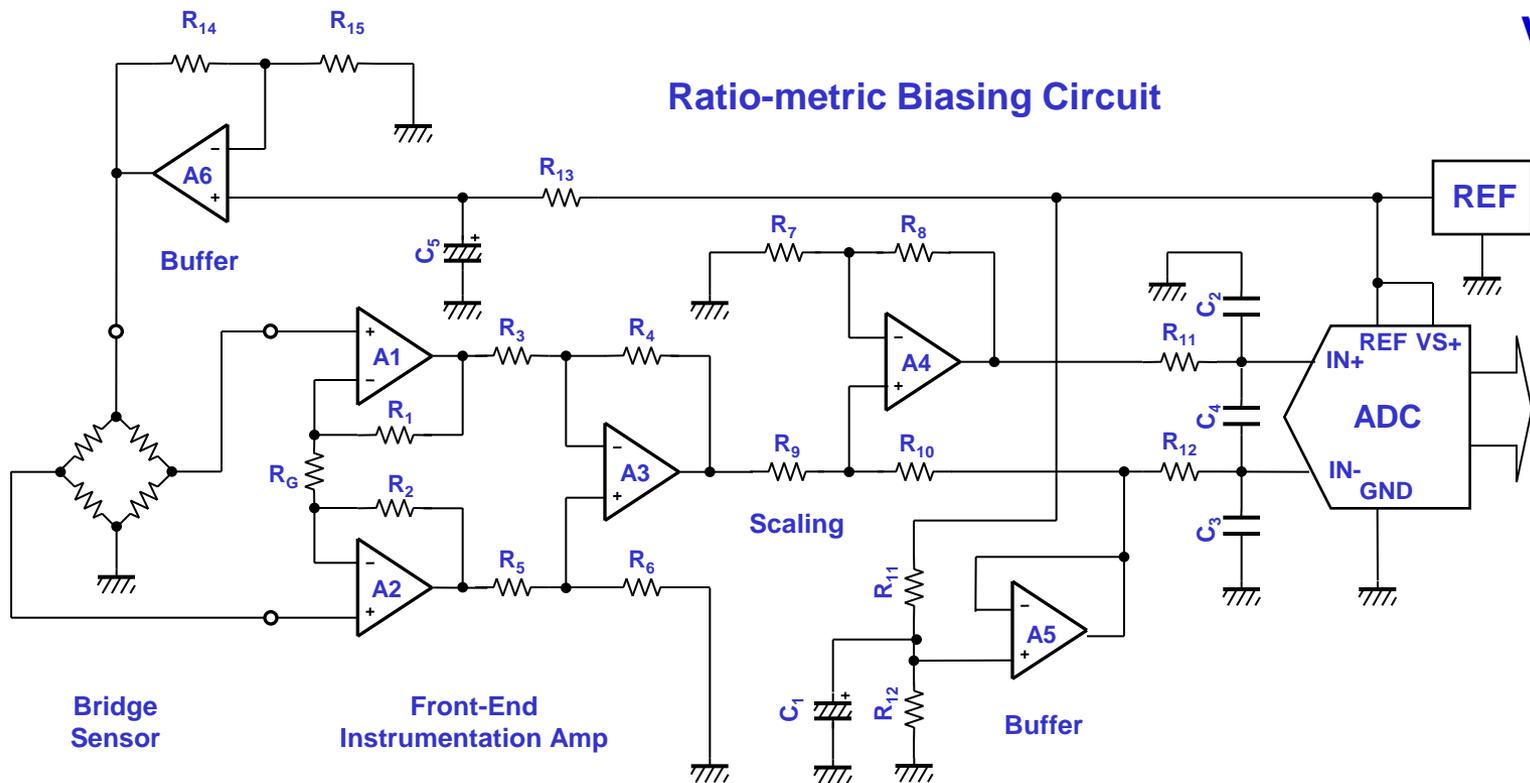


# Let's learn Signal Chain

## 実際の回路におけるトラブル原因と対策(後半)

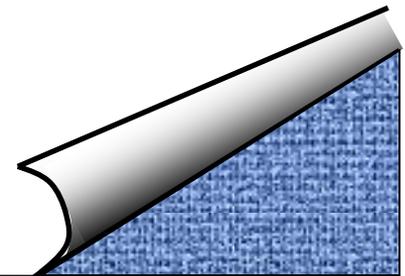
Ver.-2



# セッション・インデックス(後半)

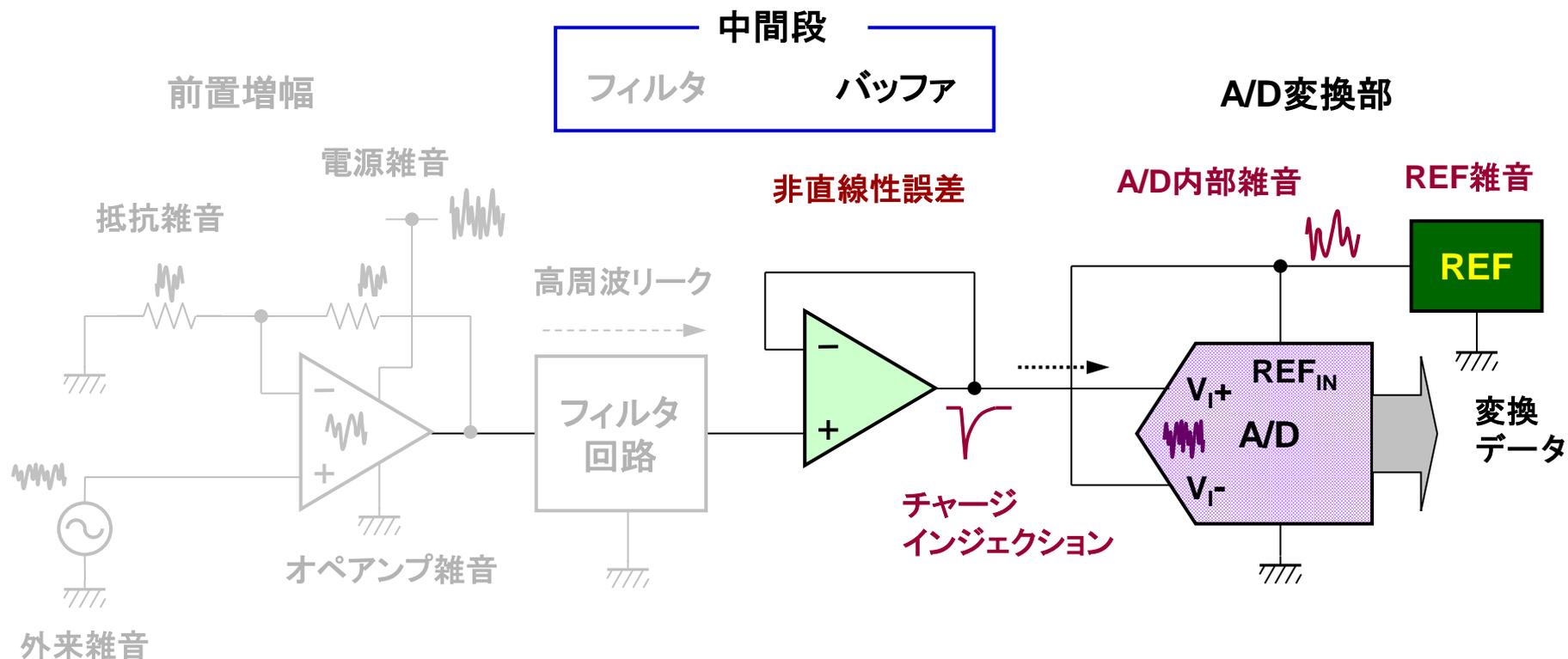
## ✦ S10.1 A/Dコンバータ周辺の誤差対策

- (1) ボルテージ・フォロアの非直線性
- (2) CMOS RR I/O アンプの限界
- (3) チャージ・インジェクション
- (4) REF(リファレンス)ノイズ
- (5) メモリ効果



# A/Dコンバータ周辺の誤差対策

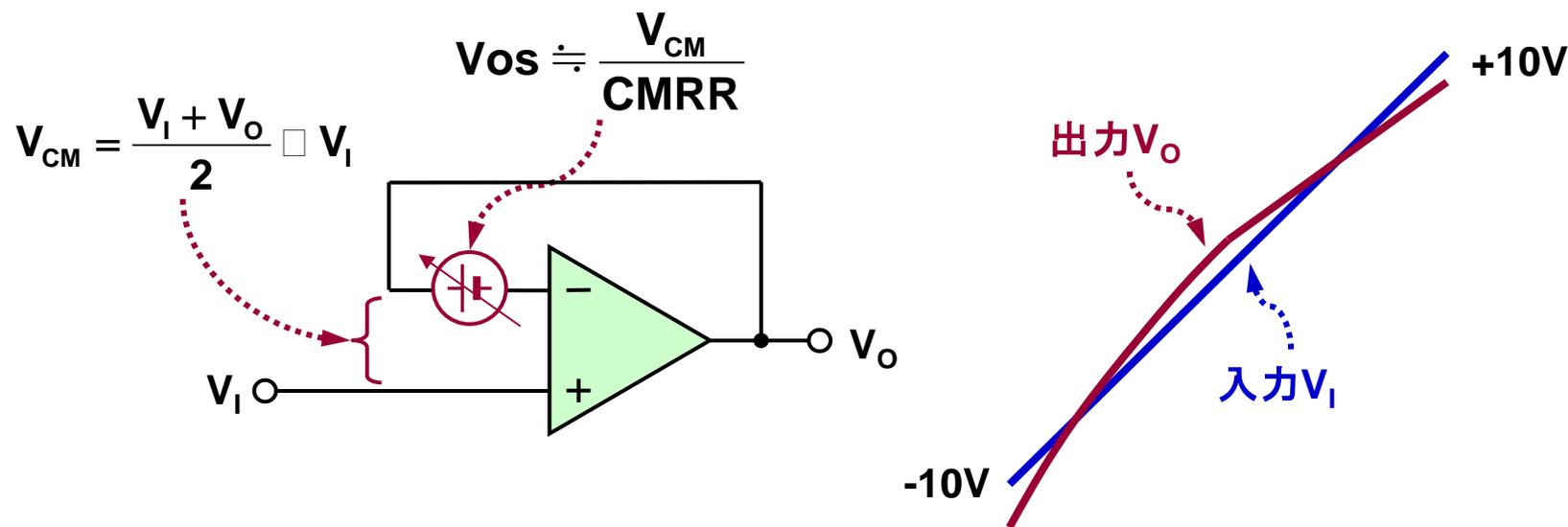
A/D変換誤差の原因は80%以上が周辺回路にある。



# ボルテージ・フォロアの非直線性: CMRの変化による $V_{OS}$ のシフト

ボルテージ・フォロアの入出力は必ずしも比例しない。

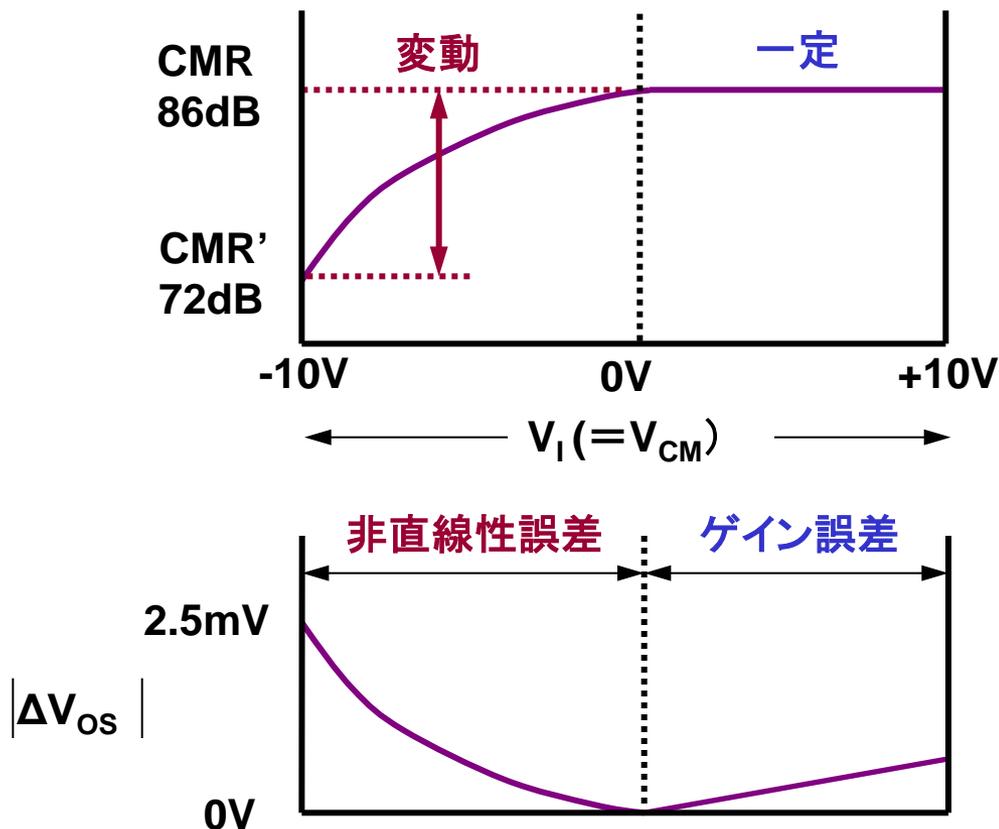
ボルテージ・フォロアは  $V_I = V_O$  なので, “+”入力と“-”入力は $V_I$ に等しい同相モード電圧 $V_{CM}$ が加わる. よって, オペアンプのCMRの変化(=入力オフセット電圧 $V_{OS}$ 変化)が非直線性誤差の要因となる.



# ボルテージ・フォロアの非直線性: CMRの非直線的な増減

CMRの値はアンプの全入力範囲において一定ではない。

±15V電源のオペアンプに見られる $V_I$ のレベル 対 CMR



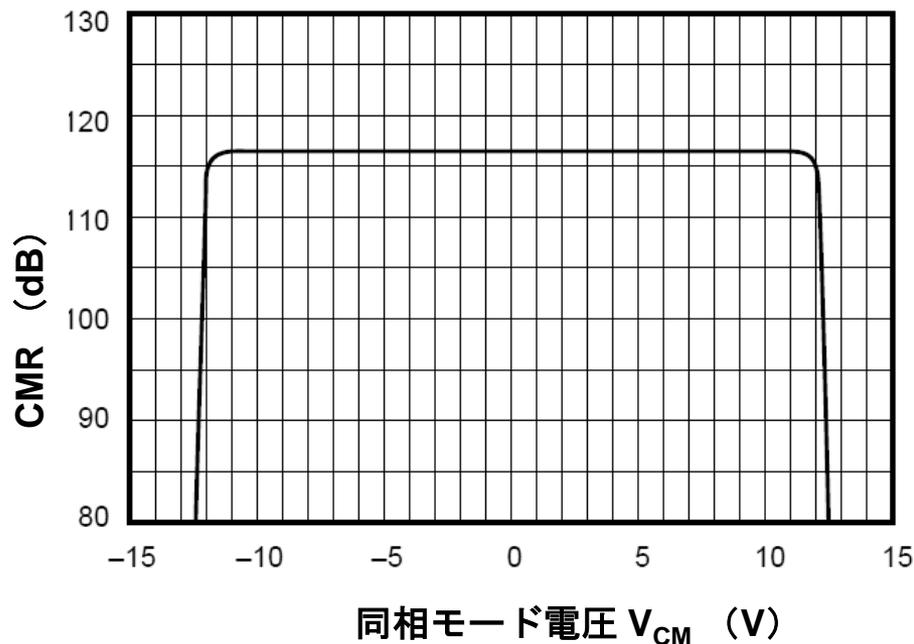
- 区間  $V_I=0V \sim +10V$  のように, CMRが有限でも一定であれば単純なゲイン誤差.
- 区間  $-10V \sim 0V$  のように, CMRが非線形で変化すると非直線性誤差となり補正は困難.

# ボルテージ・フォロアの非直線性: 望まれるCMR特性

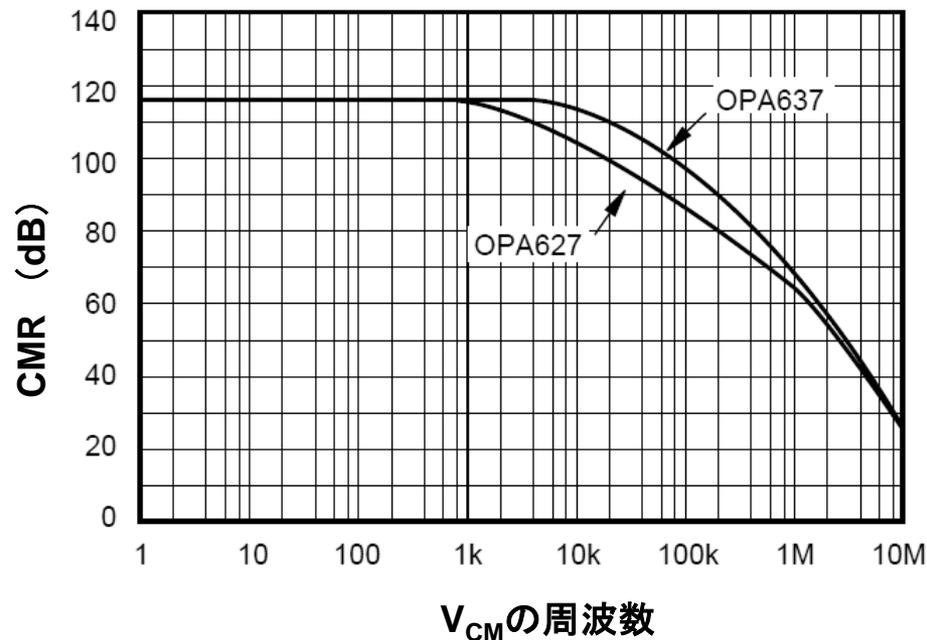
ドライバ段には, 広範囲に高CMRを維持するオペアンプが望ましい。

グラフはOPA627/637のCMR特性. 左が同相モード電圧 $V_{CM}$ のDC特性, 右がAC特性.

同相モード電圧 対 CMR



同相モード電圧の周波数 対 CMR

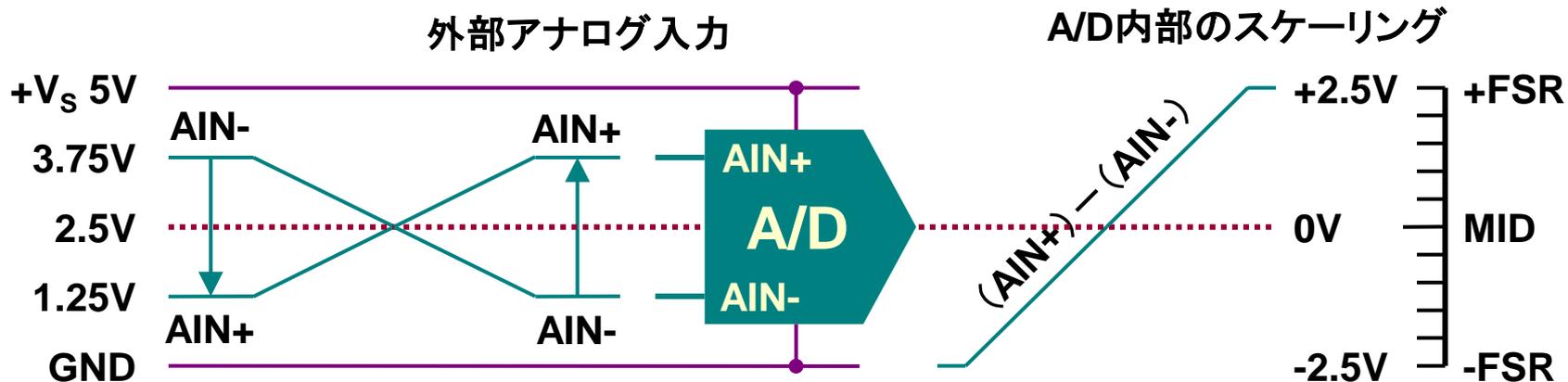


記事: CMRのAC特性が悪いと高域で歪が増大 (OPA627は最も良い音として評価されている).

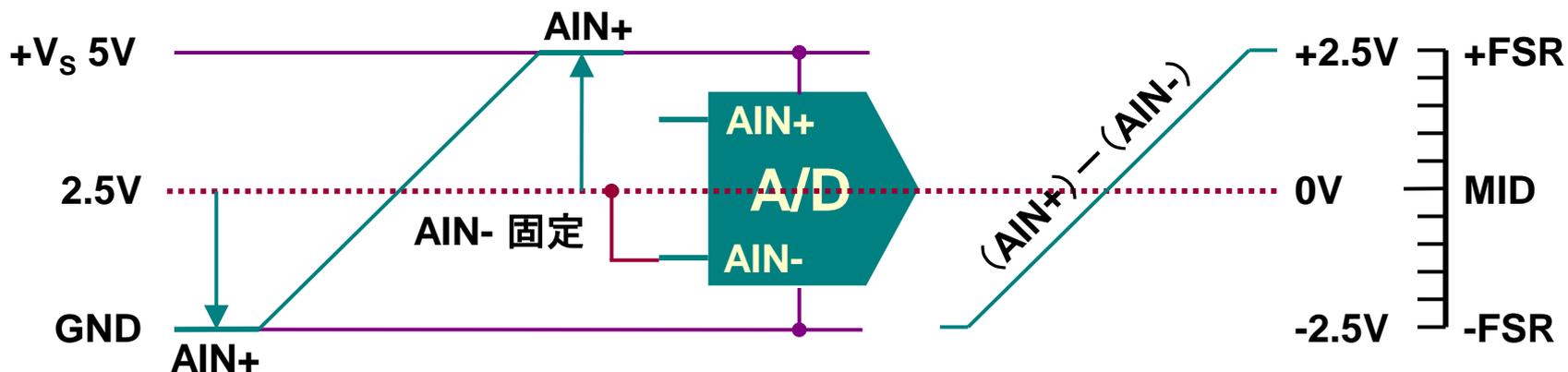
# CMOS RR I/O アンプの限界: 擬似バイポーラ入力型A/Dの駆動

擬似バイポーラ入力型A/Dのシングルエンド・ドライブは、オペアンプの入出力範囲が2倍必要(=直線性悪化).

## フル差動のドライブ

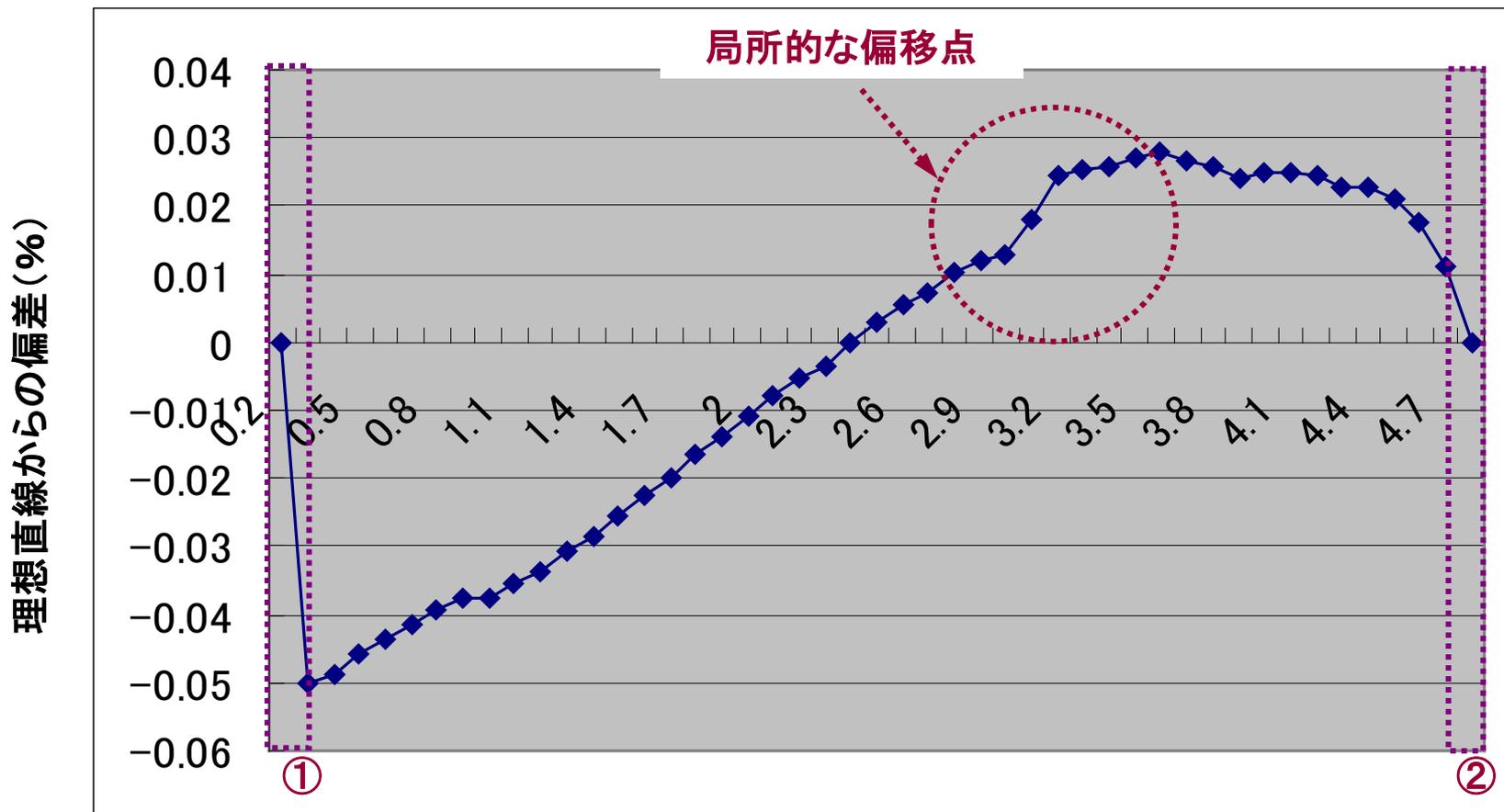


## シングル・エンドのドライブ



# CMOS RR I/O アンプの限界: CMOSオペアンプの局所的な偏移

レール・ツー・レール入／出カアンプに見られる局所的な偏移点.



記事: ①, ②は出力飽和区間

入力電圧 (V)

# CMOS RR I/O アンプの限界: 旧来型CMOSオペアンプの入力部

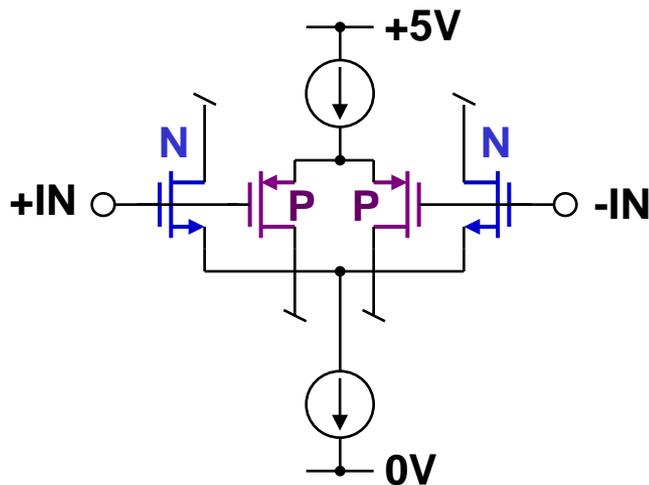
局所的な遷移点はPとNの切替え区間.

入力範囲をレール・ツー・レールとするため、PとN型のMOSFETによる差動対を配置.

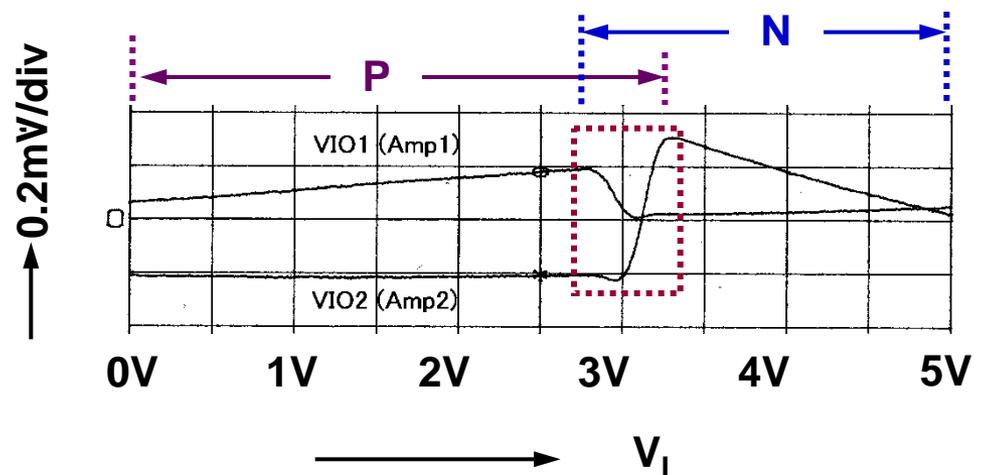
入力レベル $V_i$ が低い範囲はP, 高い範囲はNの差動対が信号を伝達.

Pの差動対とNの差動対の $V_{OS}$ が異なると、PとNの重複区間でシフト( $\Delta V_{OS}$ )する。

入力部の等価回路



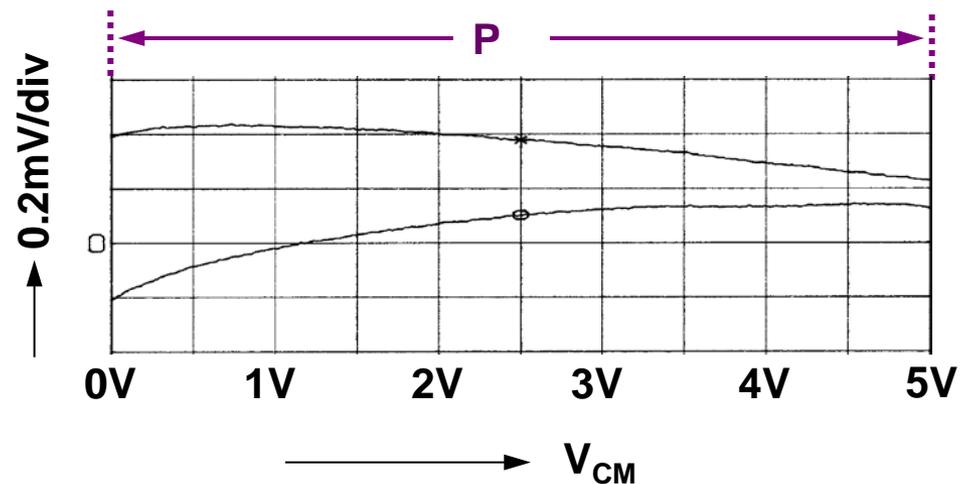
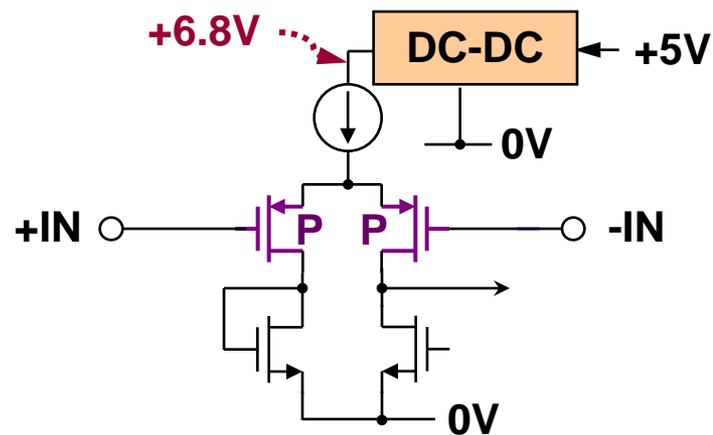
PとNの切り替えによる $\Delta V_{OS}$



# CMOS RR I/O アンプの限界: 次世代CMOSオペアンプの入力部

DC-DCコンバータを組み込み、入力部の電源電圧を供給電源電圧+1.8Vに昇圧して対策した例.

Pの差動対だけで全入力範囲をカバーするので、局所的な偏移点は発生しない.

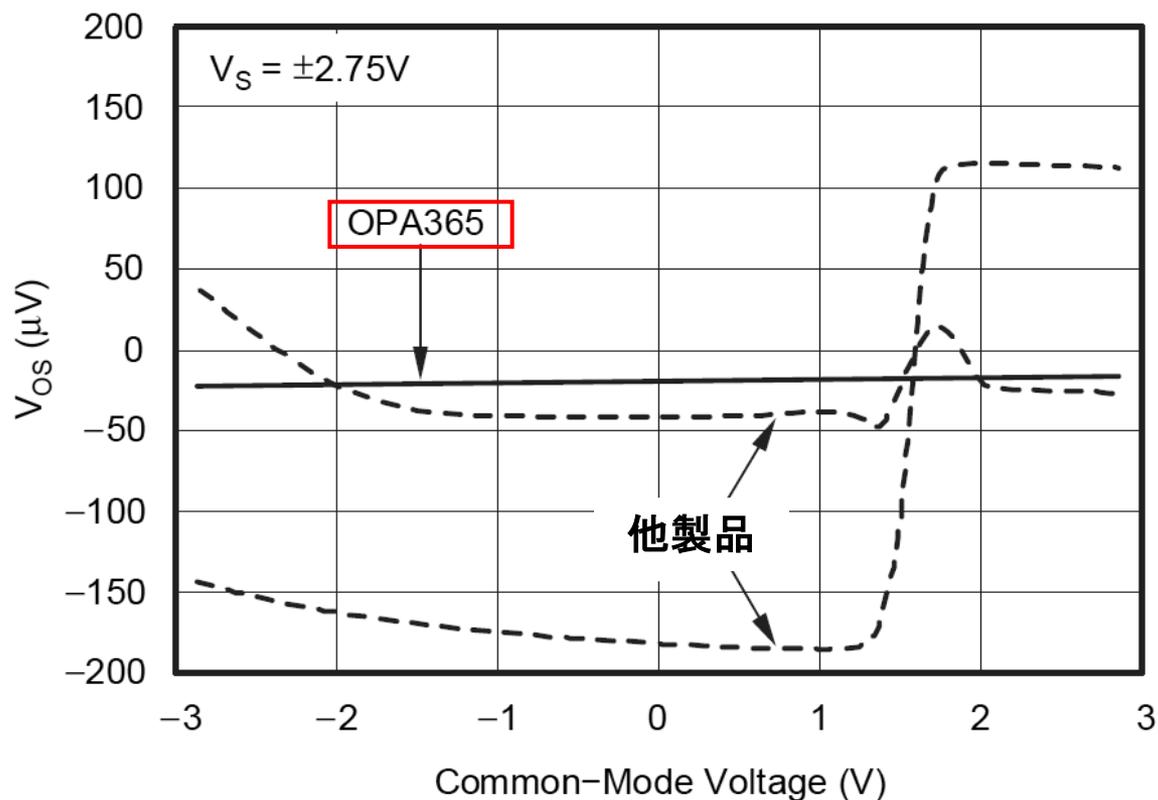


# CMOS RR I/O アンプの限界: 次世代CMOSオペアンプの $V_{OS}$ シフト

入力部にDC-DCコンバータを内蔵したOPA365.

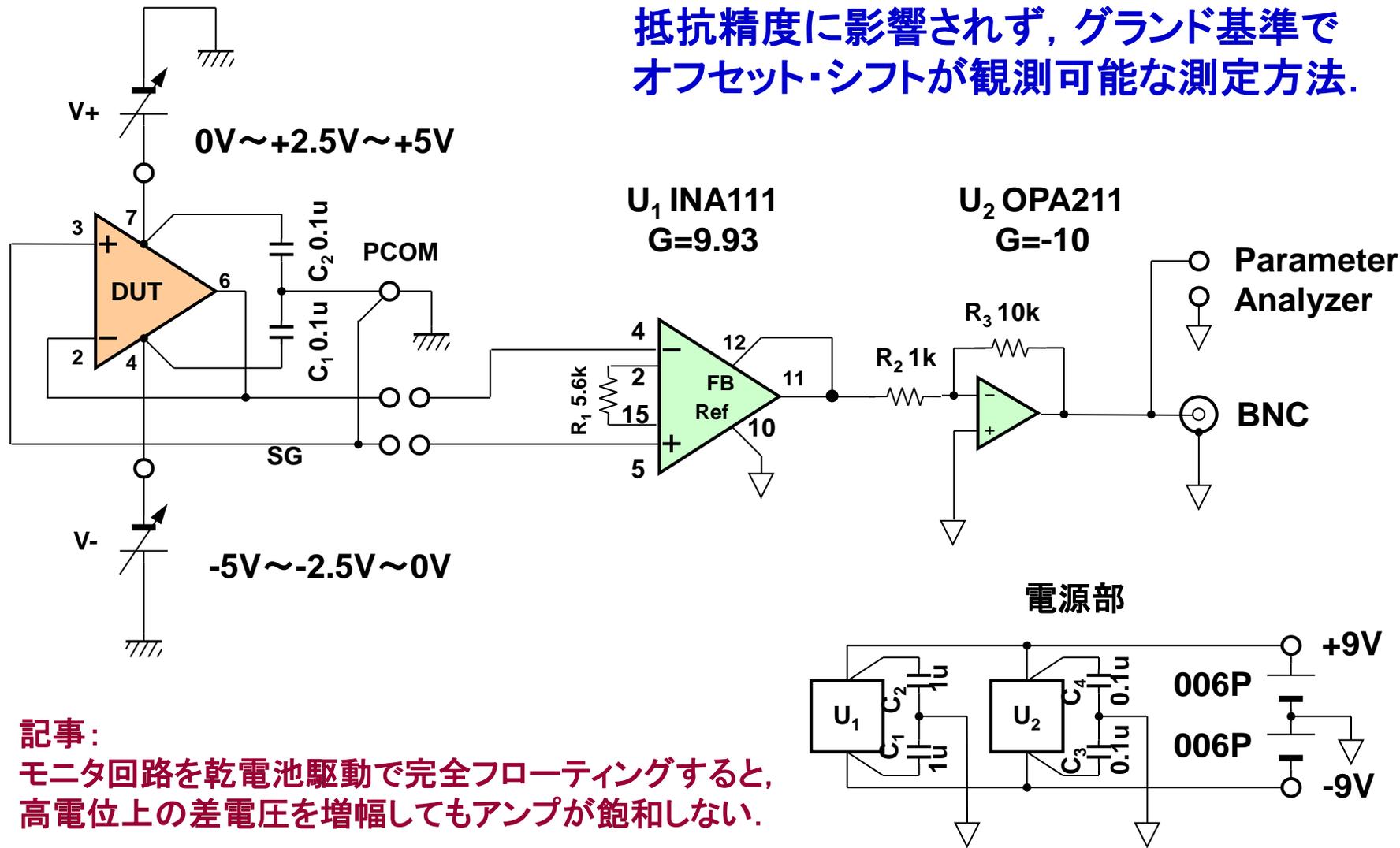
OPA365/OPA2365の $V_{CM}$ 範囲とCMR

- $V_{CM}$ :  $(-V_S) - 0.1V \sim (+V_S) + 0.1V$
- CMR: 100dB (min) = 16ビットA/Dまで対応可能



# CMOS RR I/O アンプの限界: 電源スイープによるCMRの測定

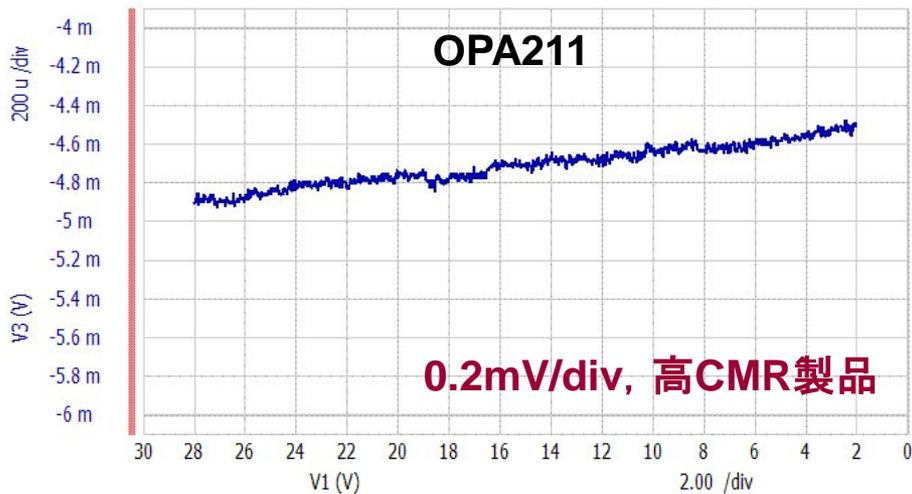
抵抗精度に影響されず, グランド基準で  
オフセット・シフトが観測可能な測定方法.



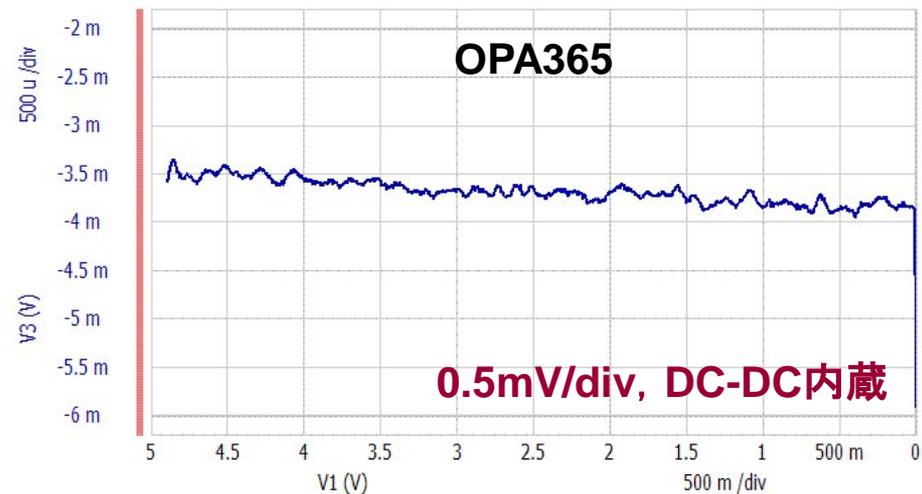
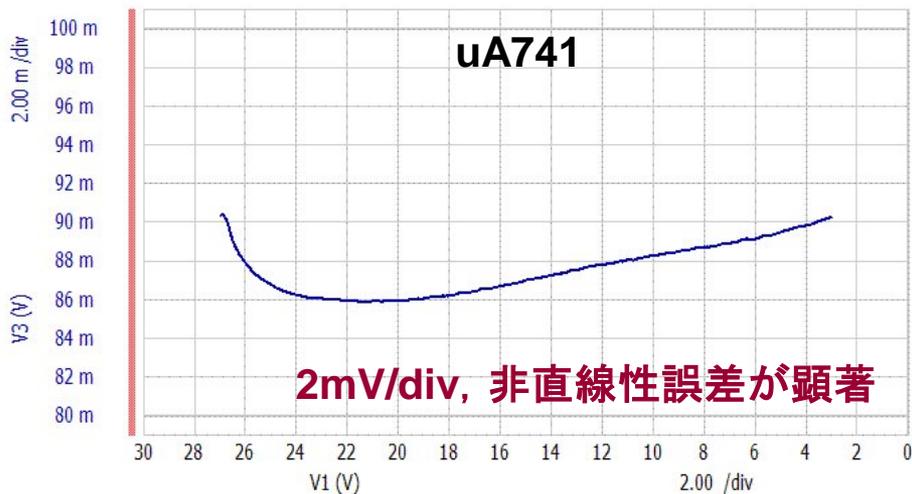
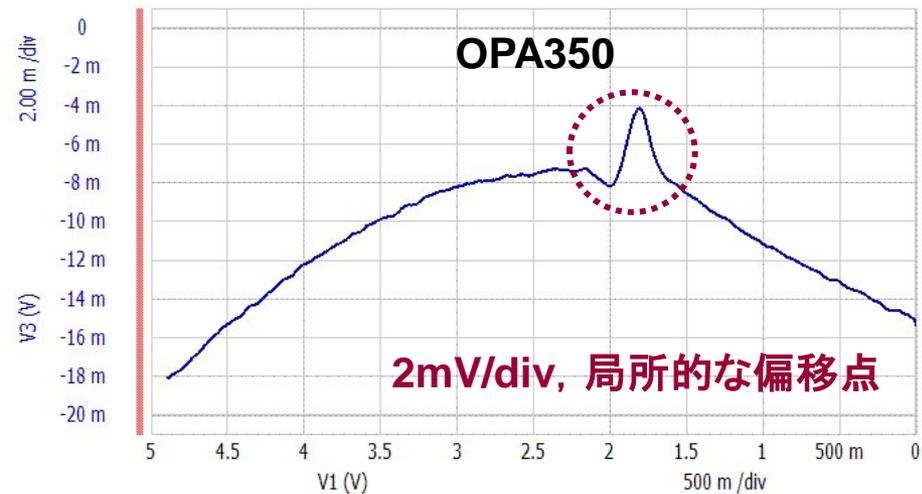
記事:  
モニタ回路を乾電池駆動で完全フローティングすると,  
高電位上の差電圧を増幅してもアンプが飽和しない。

# CMOS RR I/O アンプの限界: 各種オペアンプのCMR実測データ

±15V電源



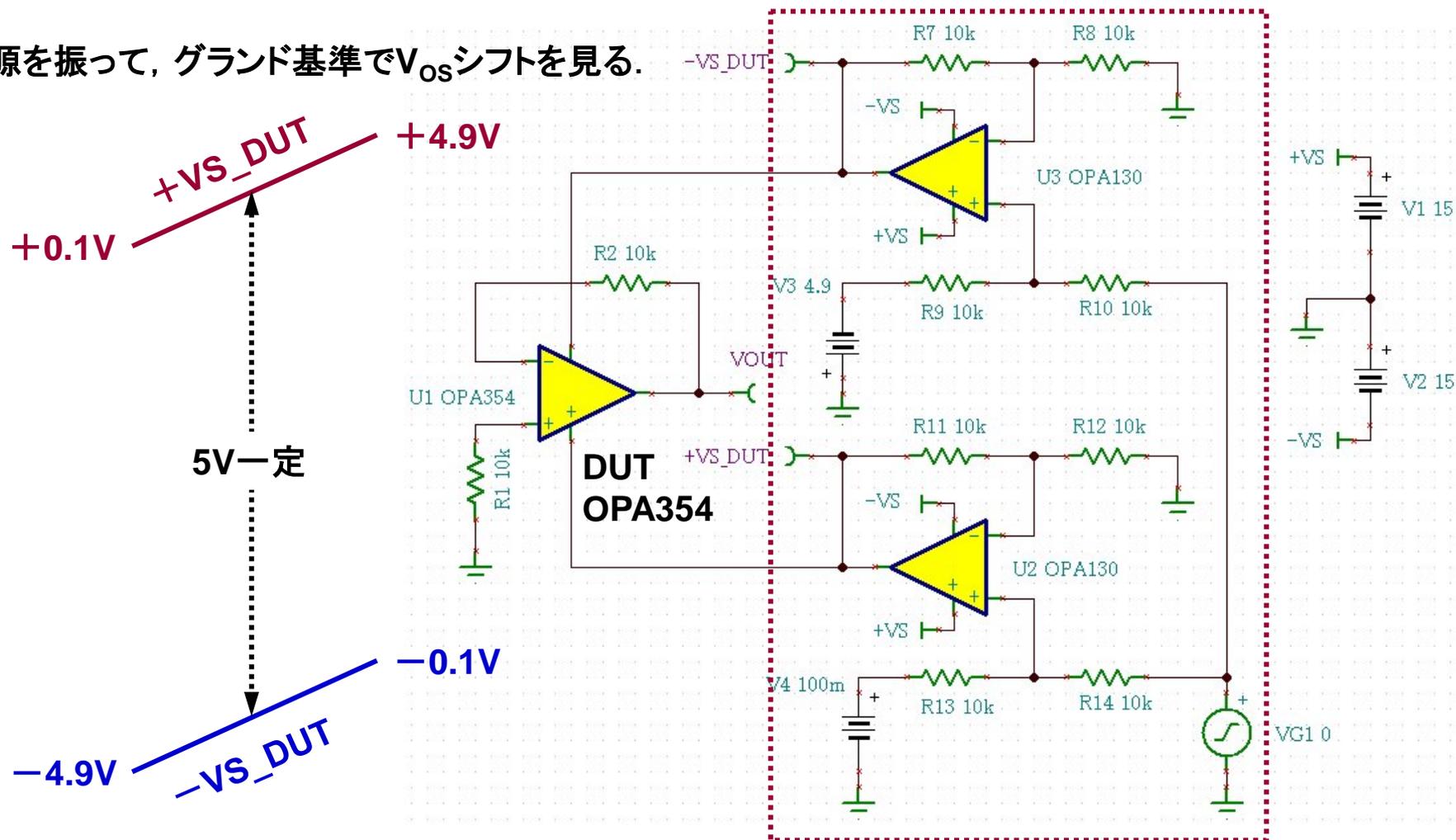
+5V電源



# CMOS RR I/O アンプの限界: 旧来型CMOSオペアンプの $V_{OS}$ シフト

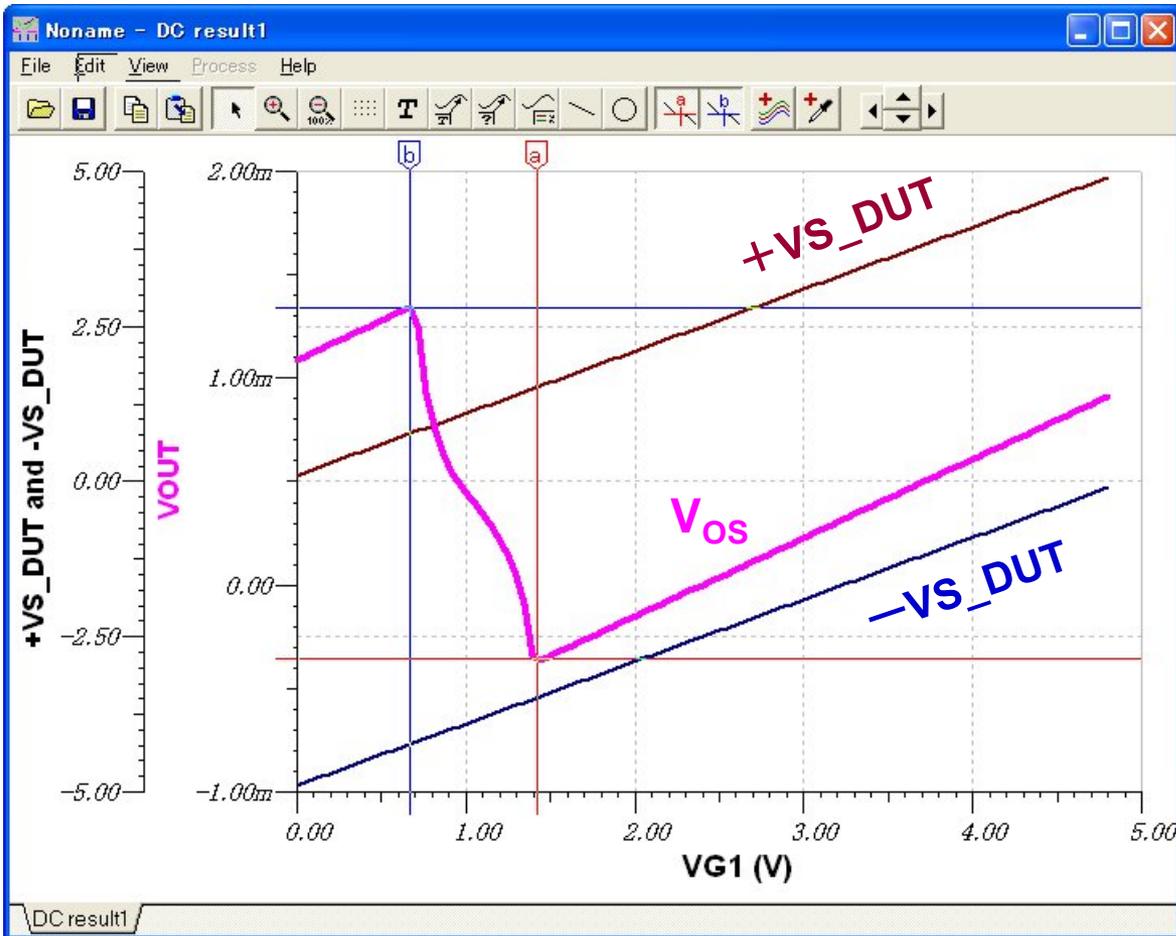
シミュレーションによる $V_{CM}$ の変化による $V_{OS}$ シフトの確認.

電源を振って、グランド基準で $V_{OS}$ シフトを見る.



# CMOS RR I/O アンプの限界:モデル化されている $V_{os}$ シフト

## OPA354のシミュレーション結果



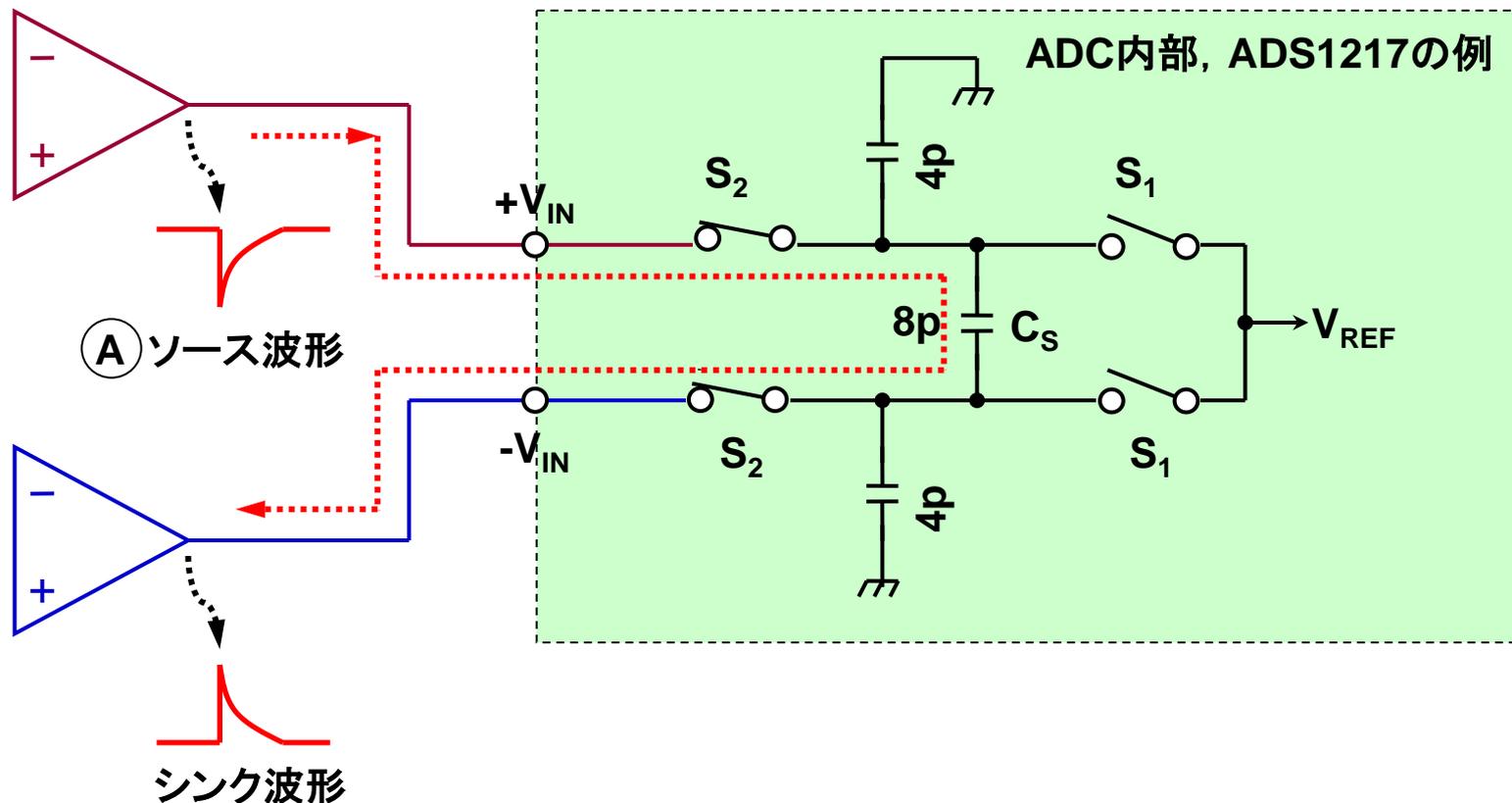
A	x: 1.421756	y: -354.349531u
B	x: 667.938931m	y: 1.342182m
A - B	x: 753.816794m	y: -1.696532m

1.7mVの $V_{os}$ シフト

16ビットA/D ( $76.3\mu\text{V}/\text{LSB}$ )では、  
22.3LSB (4.5bit)のシフト量。  
=11.5bit 精度しか得られない。

# チャージ・インジェクション:A/D入力部の構造が原因

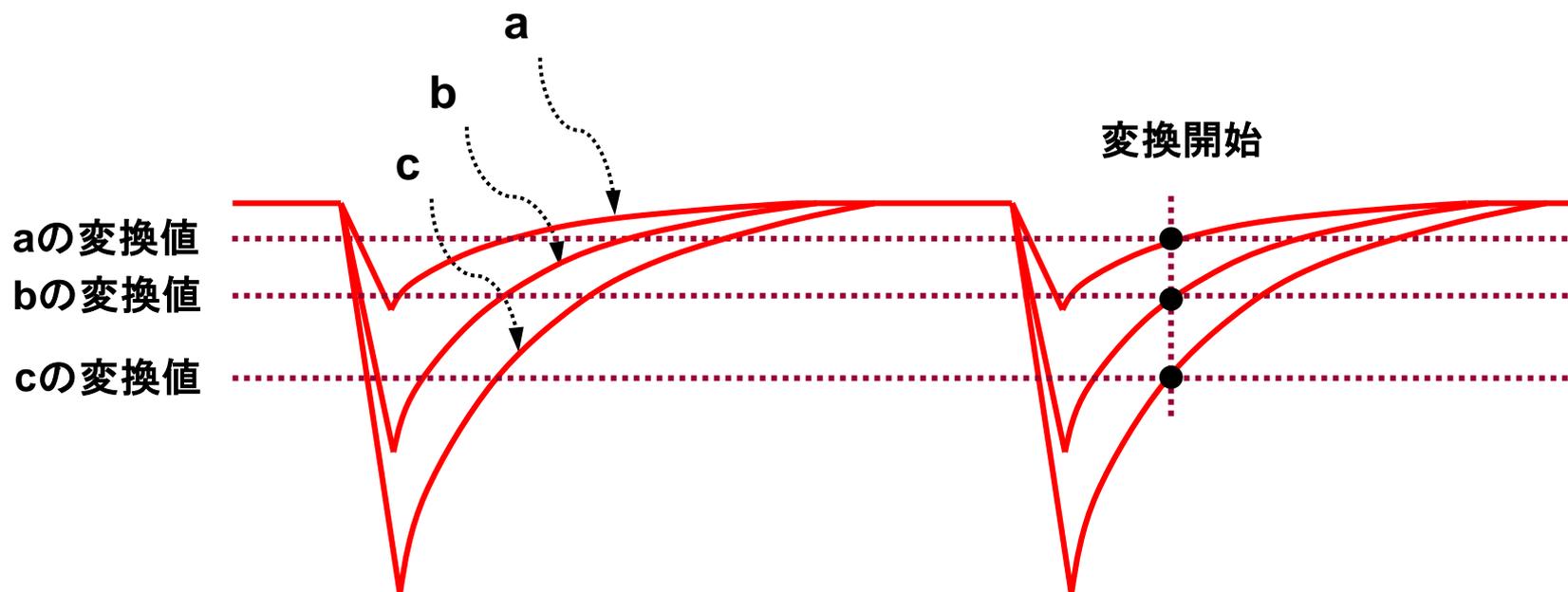
$C_1$ へのチャージ・インジェクションによりオペ・アンプ出力が変動  
リカバリーが遅いと、積分直線性 INL や THD に悪影響がでる。



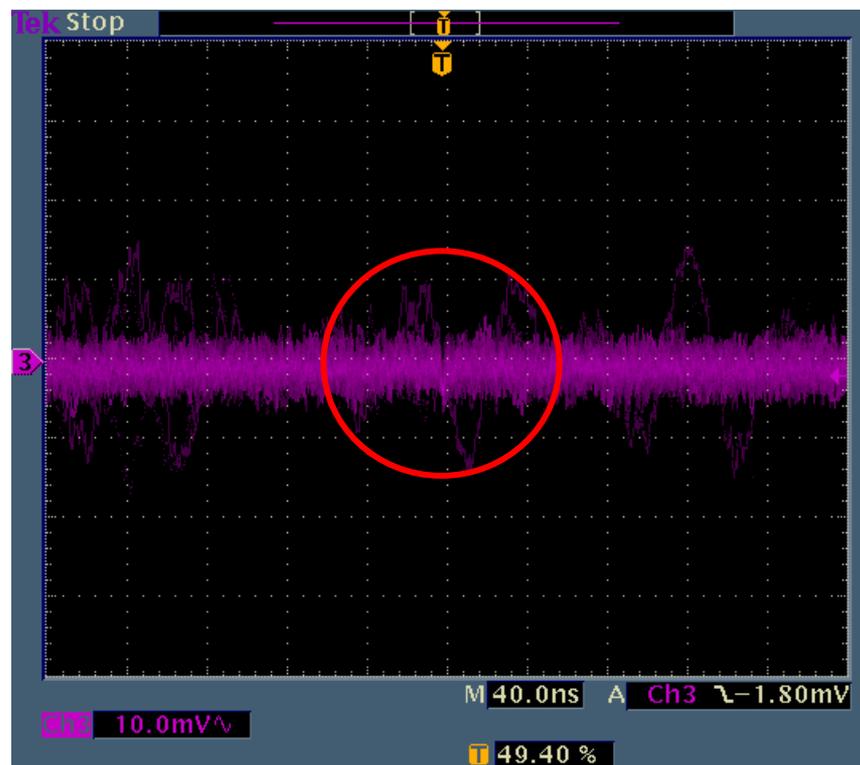
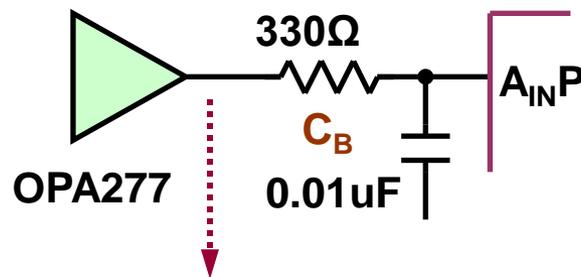
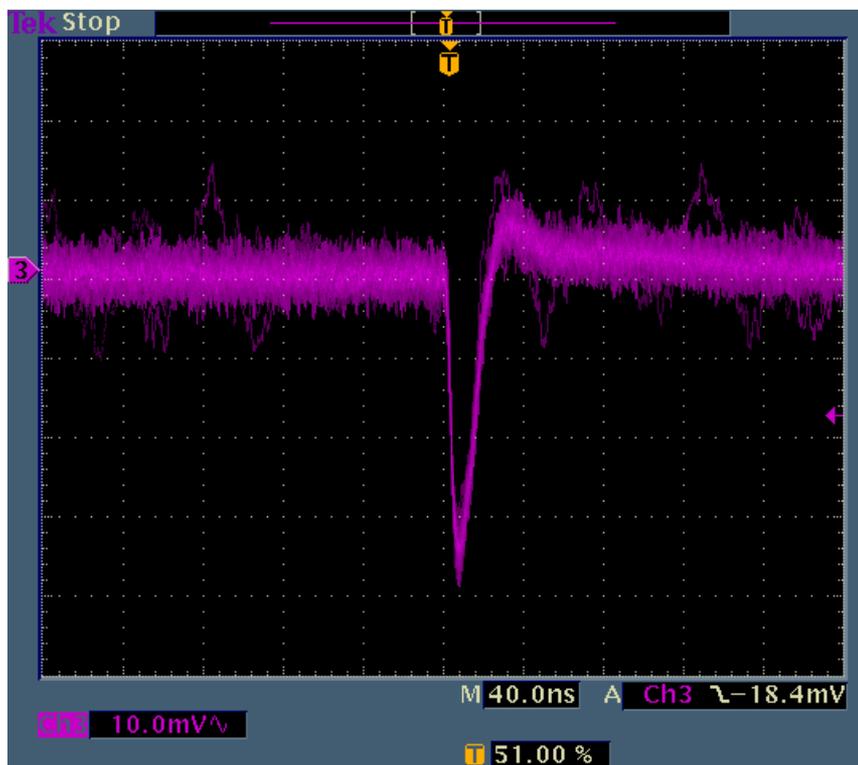
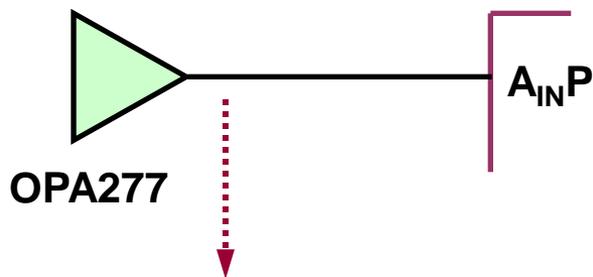
# チャージ・インジェクション: オペアンプ出力のスパイク状の変動

チャージ・インジェクション対策を怠ると非直線性誤差となる。

- チャージ・インジェクションによりオペアンプ出力が振れ、振れの深さは、 $V_{I+}$ と $V_{I-}$ の電位差に比例してa~bのように増す。
- 復帰度合いはエクスポーネンシャルであるため、変換開始時点でのレベル差が非直線性誤差の要因となる。



# チャージ・インジェクション:コンデンサ・バッファ $C_B$ で軽減



# チャージ・インジェクション: オペアンプの復帰速度と $R_S C_B$ の最適化

(イ) 復帰時間の遅いアンプ

(ロ) 復帰時間の早いアンプ

(ハ)  $C_B$ ありで時定数  $2R_S \times C_B$ が小

(ニ)  $C_B$ ありで時定数  $2R_S \times C_B$ が大

Ⓐの波形

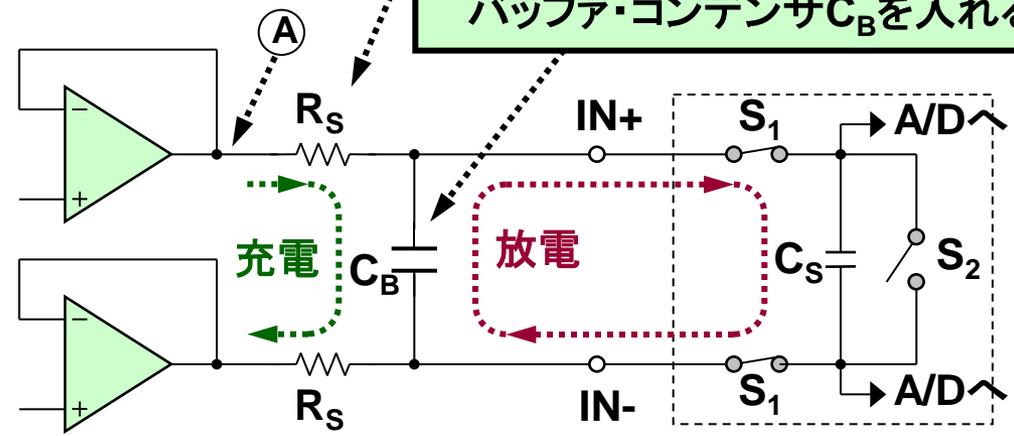


- $R_S$ は容量性負荷 $C_B$ による前段アンプの発振防止用。
- $R_S$ の最大値は式7-7で計算した値より小さい事。

$$2R_S = \frac{1}{k \cdot f_s \cdot C_B} \quad \text{式7-7}$$

↑  
分解能に合わせてkを選択

バッファ・コンデンサ $C_B$ を入れる



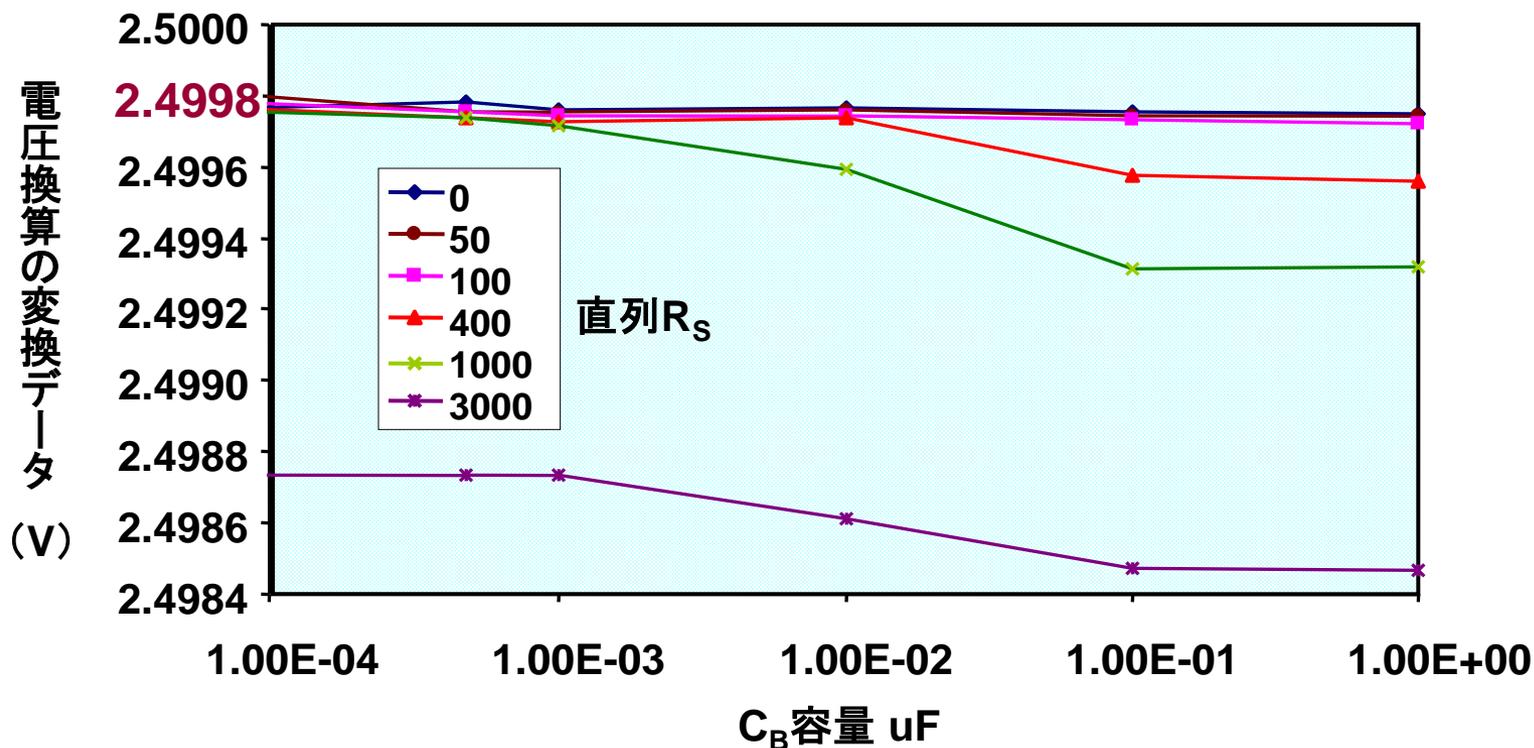
分解能 Bit	0.5LSB	係数 k
12	0.0122070%	9
14	0.0030518%	11
16	0.0007629%	12
18	0.0001907%	13
20	0.0000477%	15
22	0.0000119%	17
24	0.0000030%	18

# チャージ・インジェクション: 過大な時定数 ( $R_S \times C_B$ ) と変換誤差

過大な次定数はA/Dのゲイン誤差に繋がる。

ADS1217の例

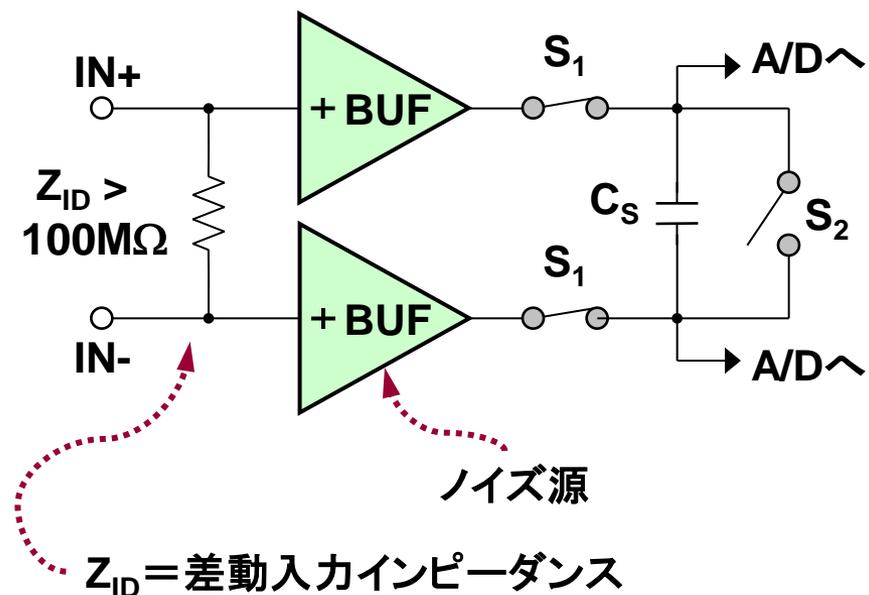
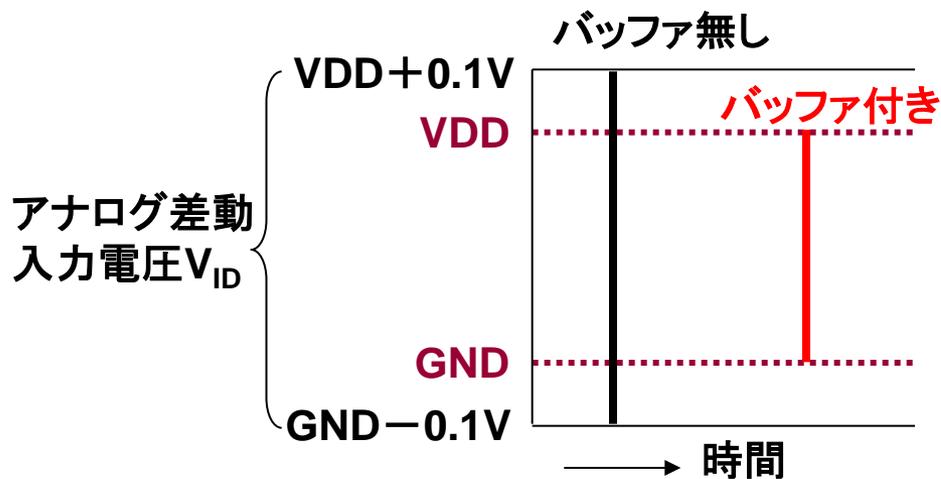
入力電圧 = 2.499823V



# チャージ・インジェクション:内部バッファ利用による一長一短

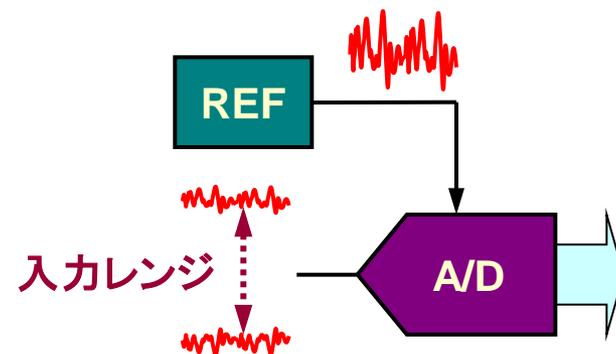
長所:チャージ・インジェクションを分離できる.

短所:ノイズが増大し, 入力範囲が狭まる.



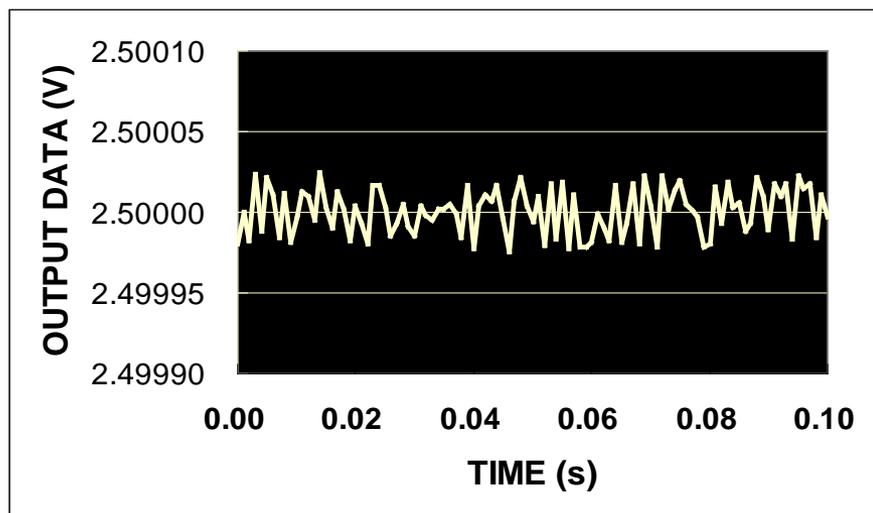
# REF(リファレンス)雑音:A/Dの入カレンジに揺らぎを与える

REF雑音によりA/Dの入カレンジが揺らぎ、  
変換データが入力電圧に比例して揺らぐ。  
(入力電圧 × REF雑音・レベル = 乗算的影響)

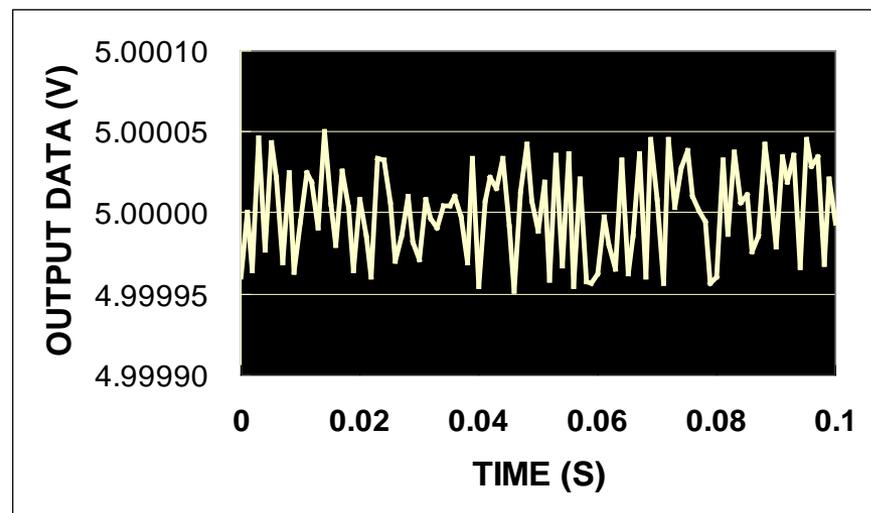


入力レンジ  $2 \times \text{REF}$ ,  $\text{REF} = 2.5\text{V}$  のケース

入力 2.5 V



入力 5 V



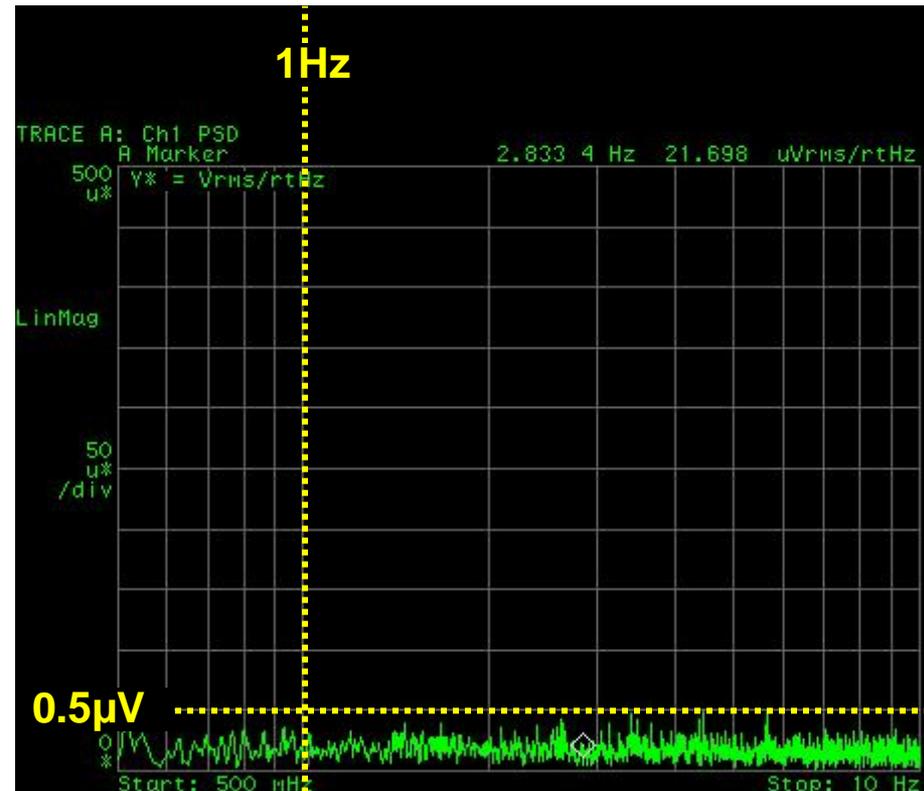
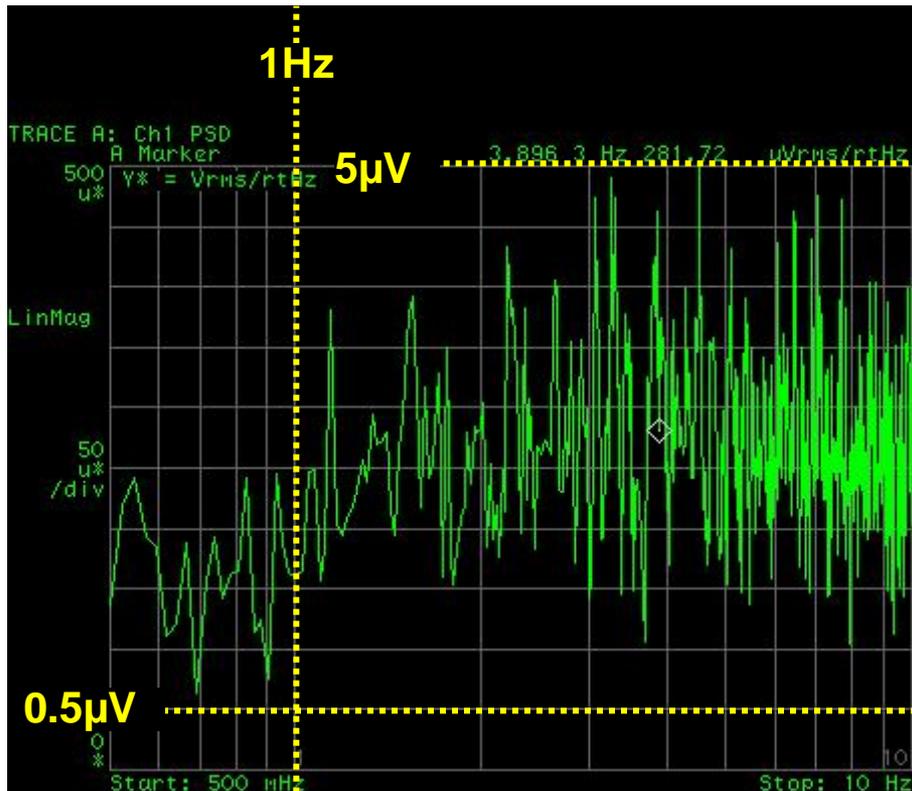
記事：高分解能A/Dには低雑音な REF5xxx シリーズが最適

# REF雑音: REF単体の雑音測定結果

写真に記入された測定値はRTI（入力換算）で単位は $\sqrt{\text{Hz}}$ .  
測定周波数範囲は 0.5Hz~10Hzの1/f雑音領域.

REF3330,  $I_Q = 120\mu\text{A}$  (標準)

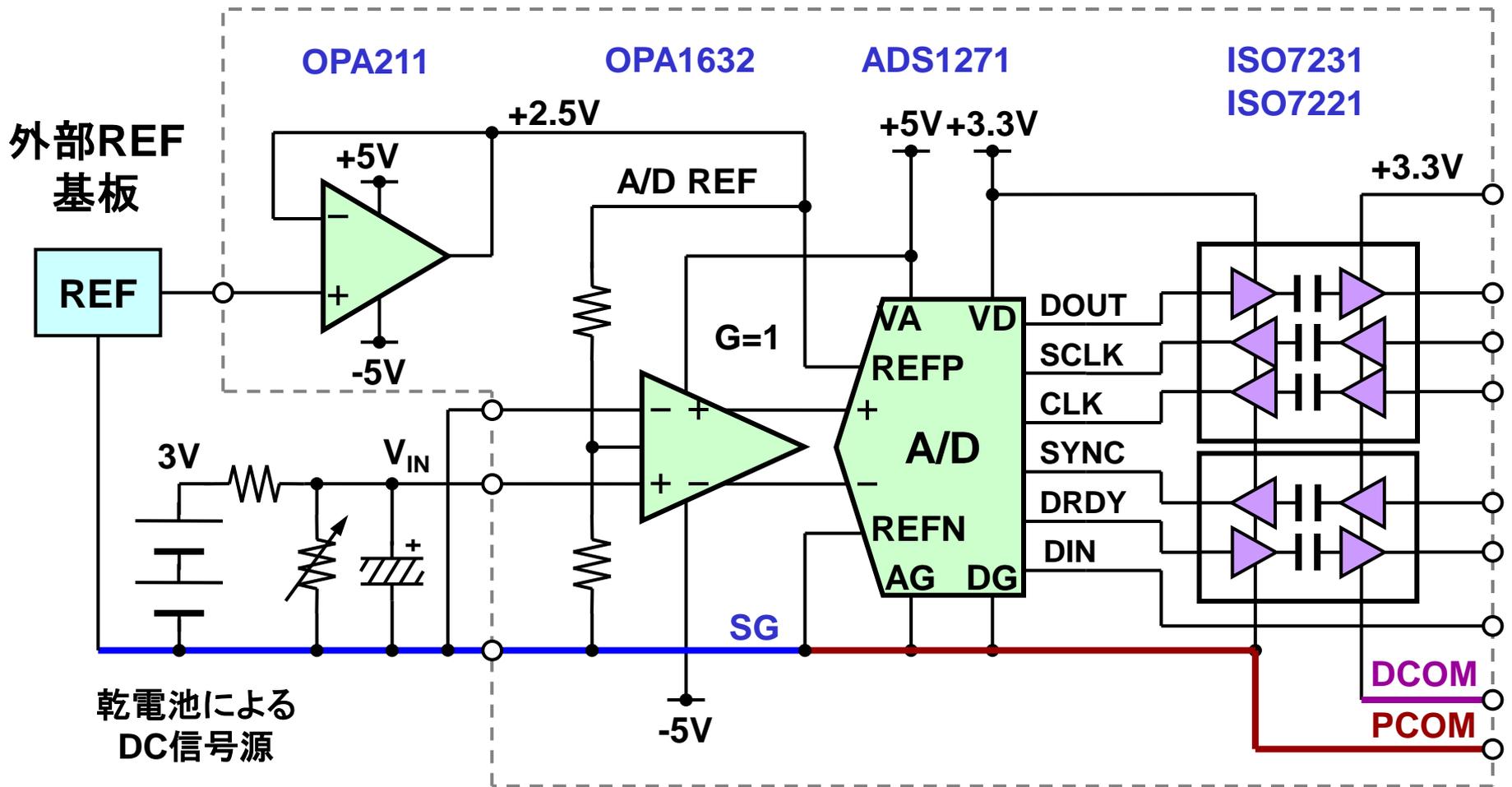
REF5025,  $I_Q = 1000\mu\text{A}$  (標準)



記事: 内部抵抗から発生する雑音は  $V_N = \sqrt{4KTRB}$  によって, REF3330の方が当然雑音は大きい.

# REF雑音: REF雑音の乗算的影響を検証する回路

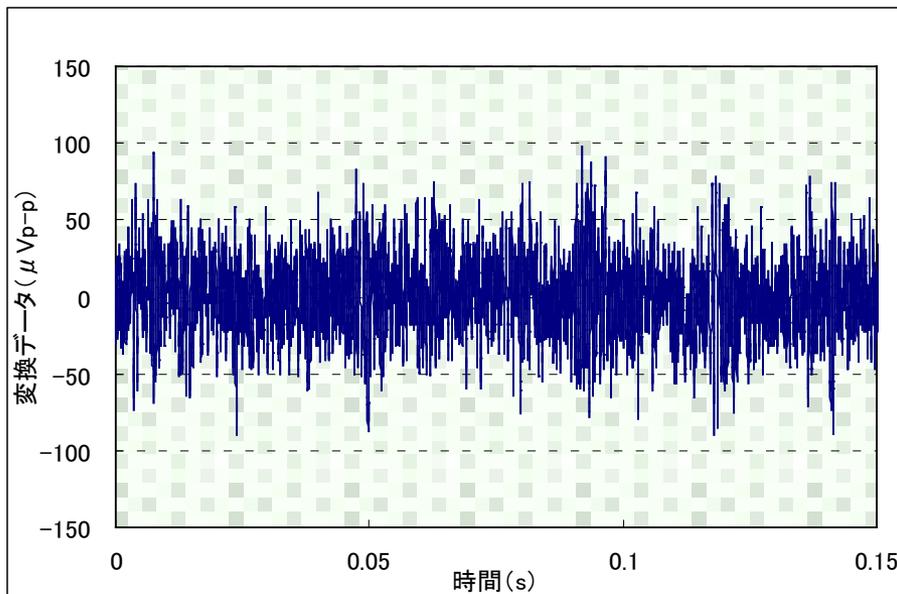
## A/D変換基板



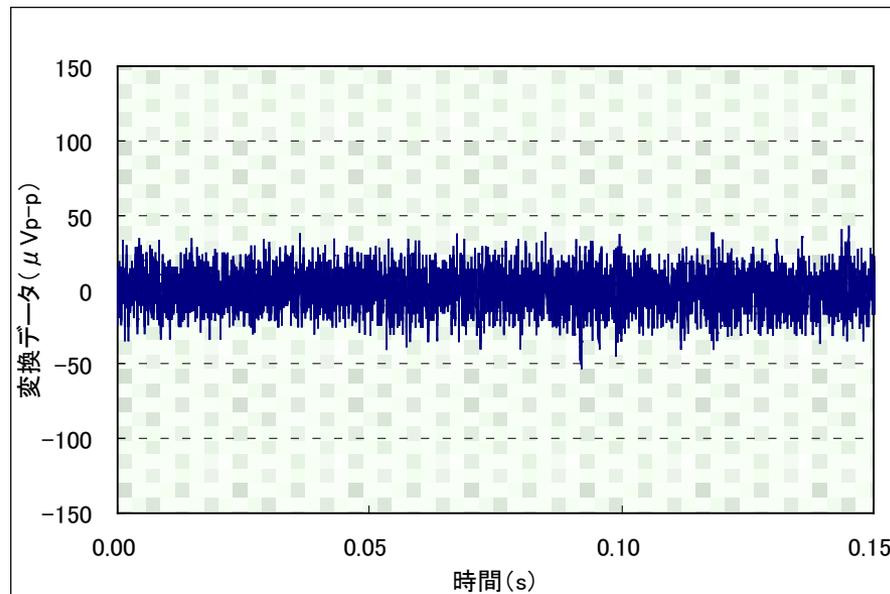
# REF雑音: 電圧換算の変換データ波形

変換データのコードの揺らぎ(アナログ入力  $V_{IN}=2.5V$ ).

REF3225



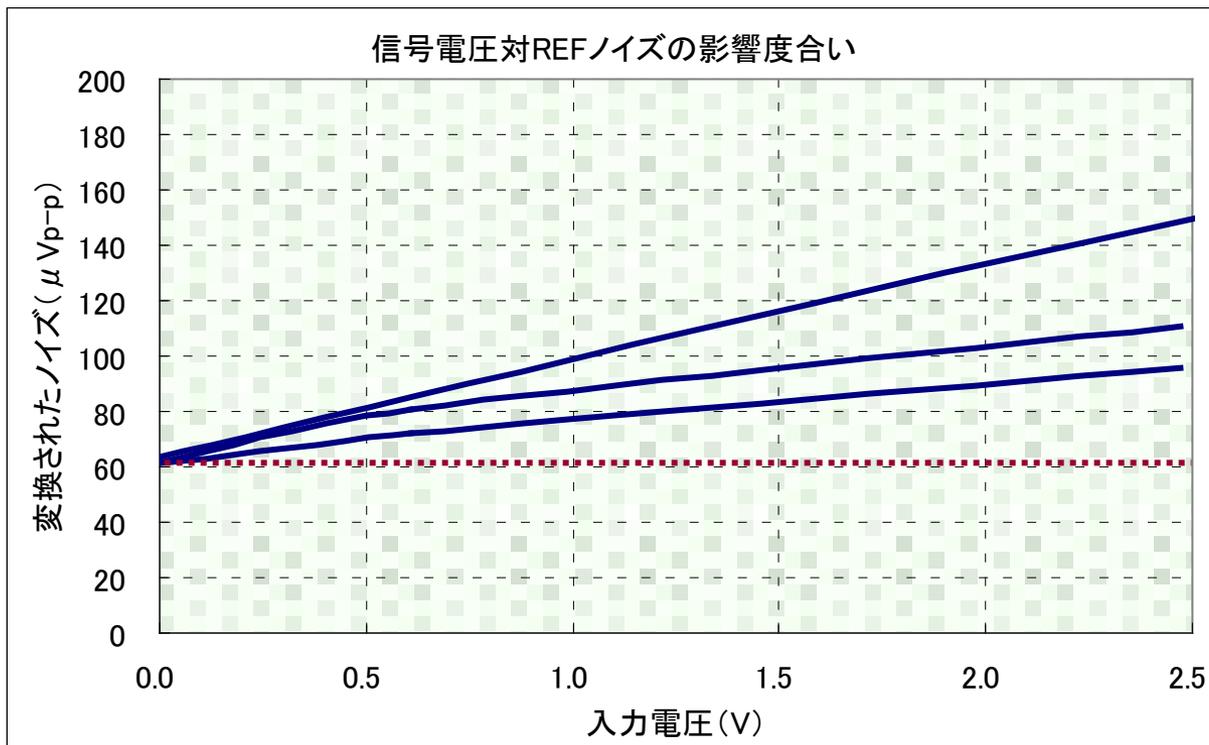
REF5025



記事: 波形には, オペアンプおよびA/Dなどの雑音が含まれる.

# REF雑音: 入力レベルと変換データの比較結果

項目	REF5025			REF3025			TPS79025					
	Input	Max(uV)	Min(uV)	p-p(uV)	Mean(V)	RMS(uV)	Input	Max(uV)	Min(uV)	p-p(uV)	Mean(V)	RMS(uV)
Input	2.471210	0.608033	0	2.471618	0.608228	0	2.473882	0.609043	0	2.473882	0.609043	0
Max(uV)	43.457474	36.104184	31.907882	97.831383	54.641248	31.475237	56.714179	41.542463	27.131432	56.714179	41.542463	27.131432
Min(uV)	-52.207992	-36.315468	-31.571073	-89.625247	-54.137242	-44.222671	-54.150473	-38.923817	-34.559383	-54.150473	-38.923817	-34.559383
p-p(uV)	95.665466	72.419652	63.478954	187.456630	108.778490	75.697908	110.864652	80.466280	61.690815	110.864652	80.466280	61.690815
Mean(V)	2.471210	0.608033	-0.000001	2.471618	0.608228	-0.000012	2.473882	0.609043	-0.000017	2.473882	0.609043	-0.000017
RMS(uV)	12.441701	10.160770	8.642866	26.027436	15.099965	8.395439	15.462593	11.220491	7.648386	15.462593	11.220491	7.648386



REF3025, I<sub>Q</sub>=50μA

\*TPS79025, I<sub>Q</sub>=17μA  
REF5025, I<sub>Q</sub>=800μA

残留雑音

\*TPS79025はLDO REG.  
出力電圧ドリフトは無保証

# メモリ効果

## マルチ・チャンネル入力におけるメモリ効果

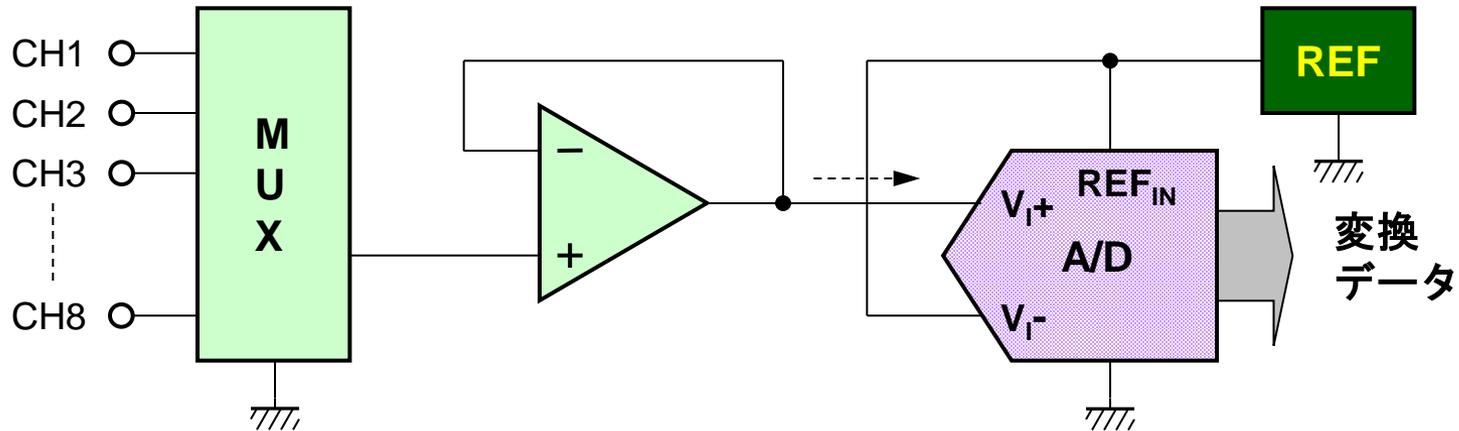
マルチプレクサ

バッファ・アンプ

A/D変換器

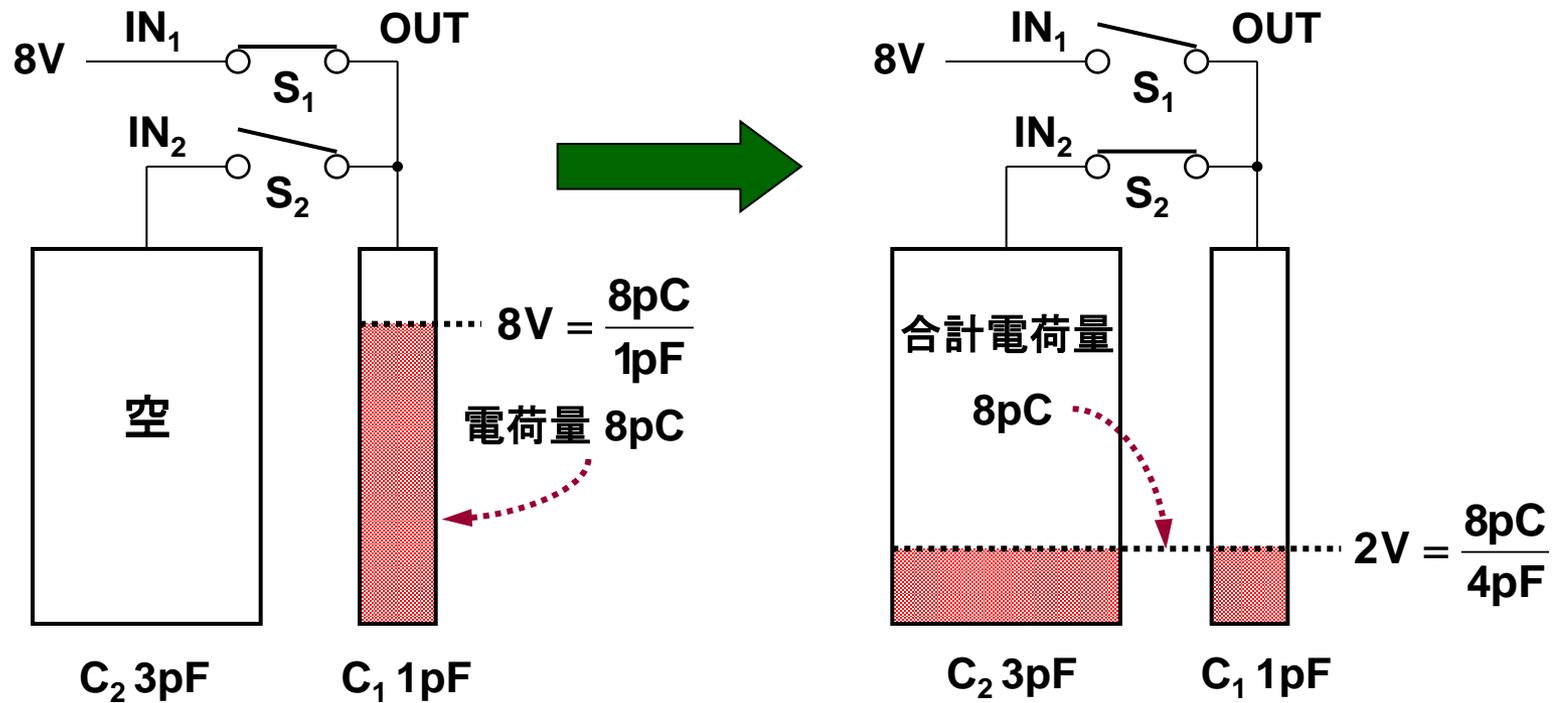
基準電圧

メモリ効果



# メモリー効果:メモリー効果とはどのような現象か

- $S_1 \cdot S_2$  の切り替えにより  $C_1 \cdot C_2$  間に電荷移動が発生し,  $C_2$  の電位を押し上げる.
- $C_2$  の電位上昇量が  $IN_1$  の電圧に比例するため, メモリー効果と呼ばれる.  
(チャンネル間干渉の1種)

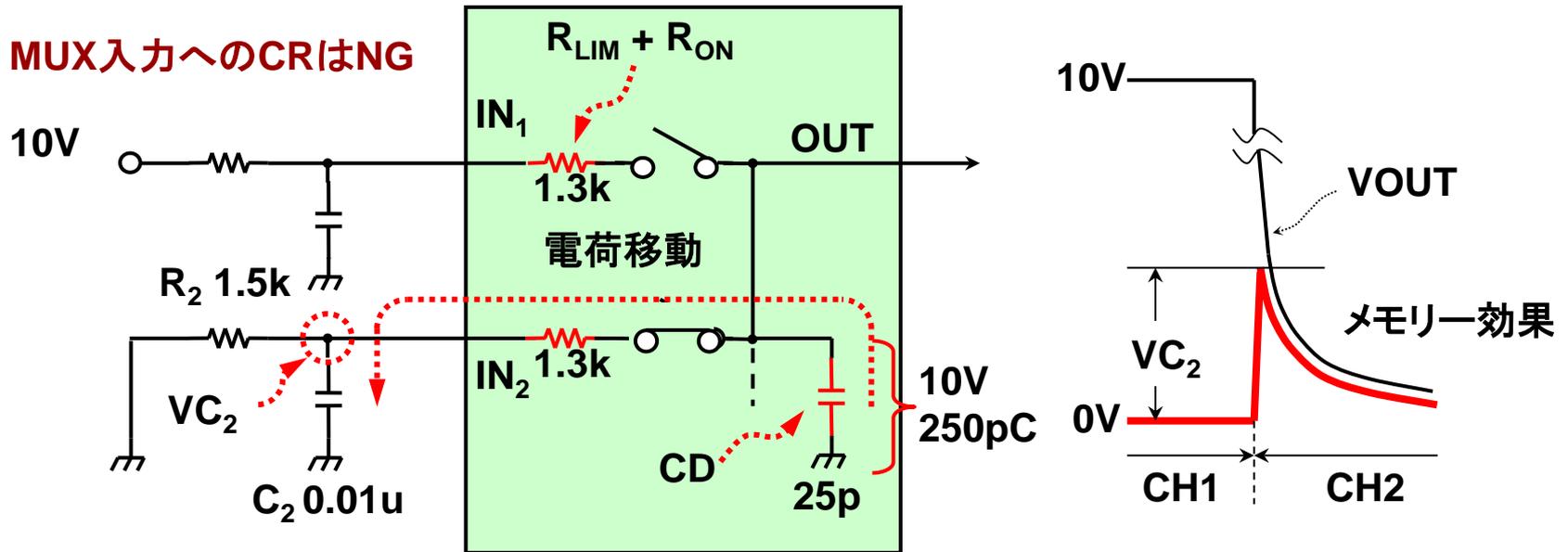


記事: 1pCとは1pFのコンデンサの両端電圧を1Vまで押し上げる電荷量.

# RCフィルタによるメモリー効果

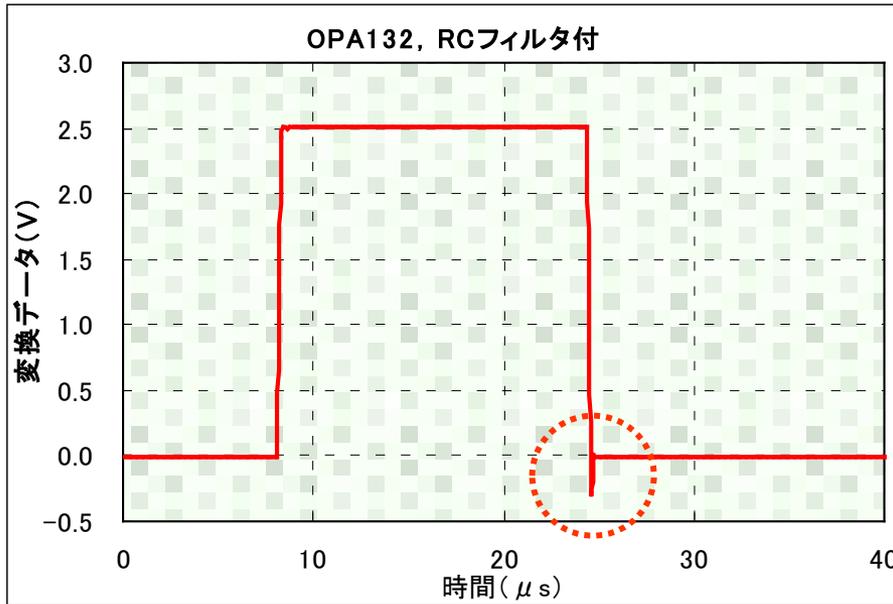
MUX内部の浮遊容量CDからの電荷移動

電荷移動によるVC<sub>2</sub>の増大

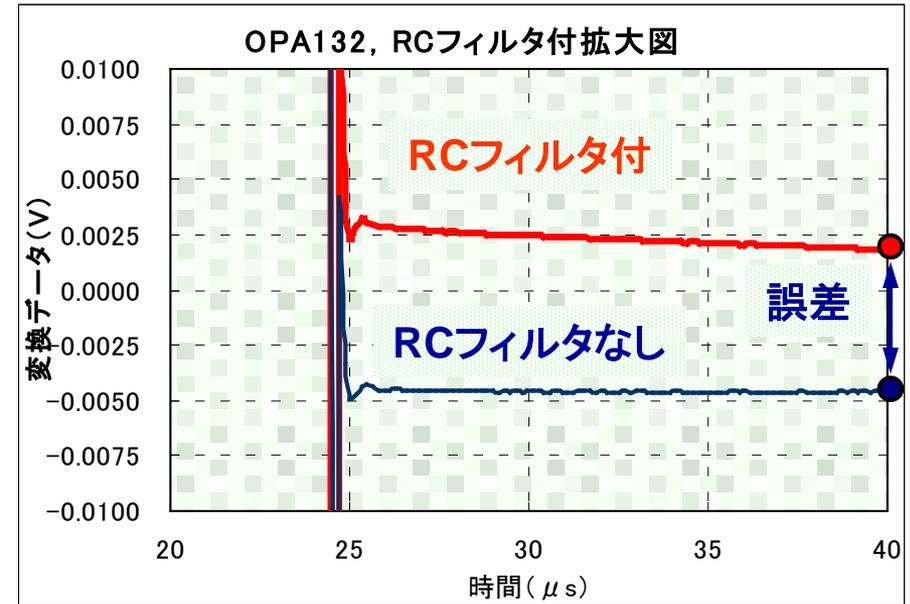


# RCフィルタによるメモリー効果の実験結果

## 全体波形



## 赤丸部分の拡大波形

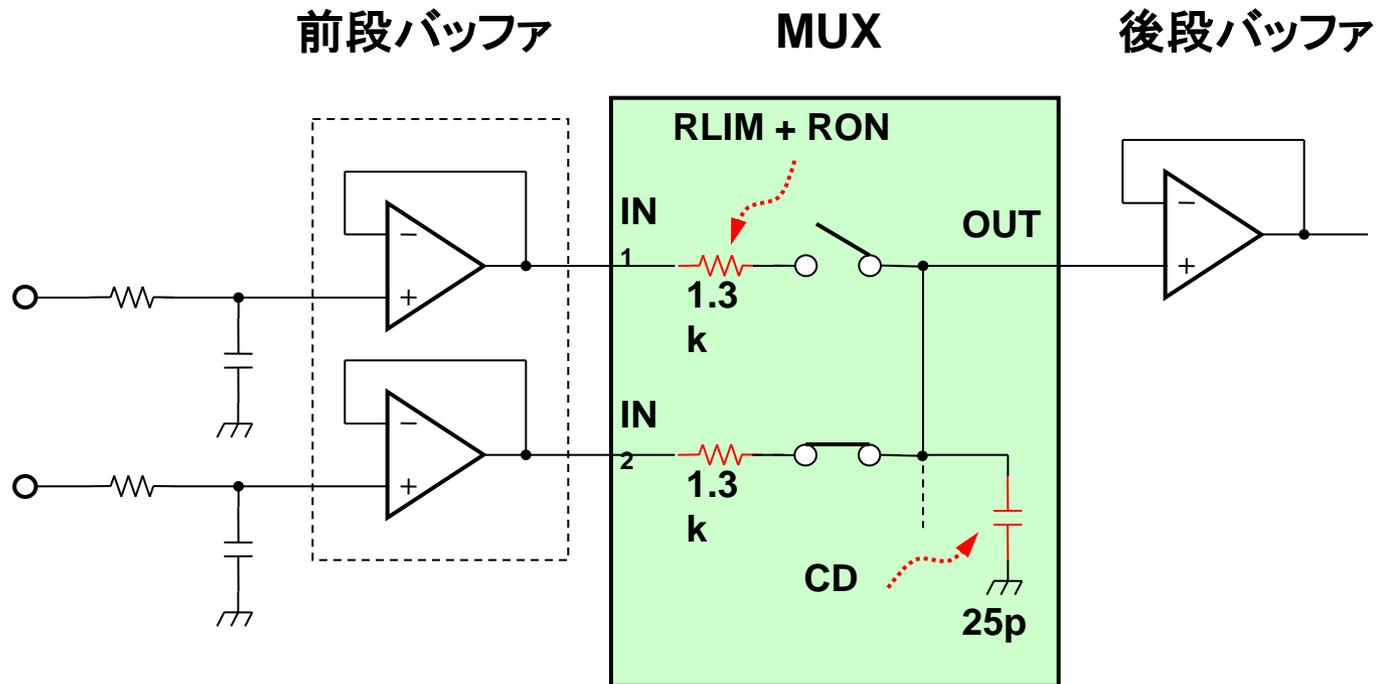


● 1.779351mV  
● -4.607562mV  
Δ6.386913mV

20LSB=2.5mV  
誤差=51.1LSB  
(15μs後の時点)

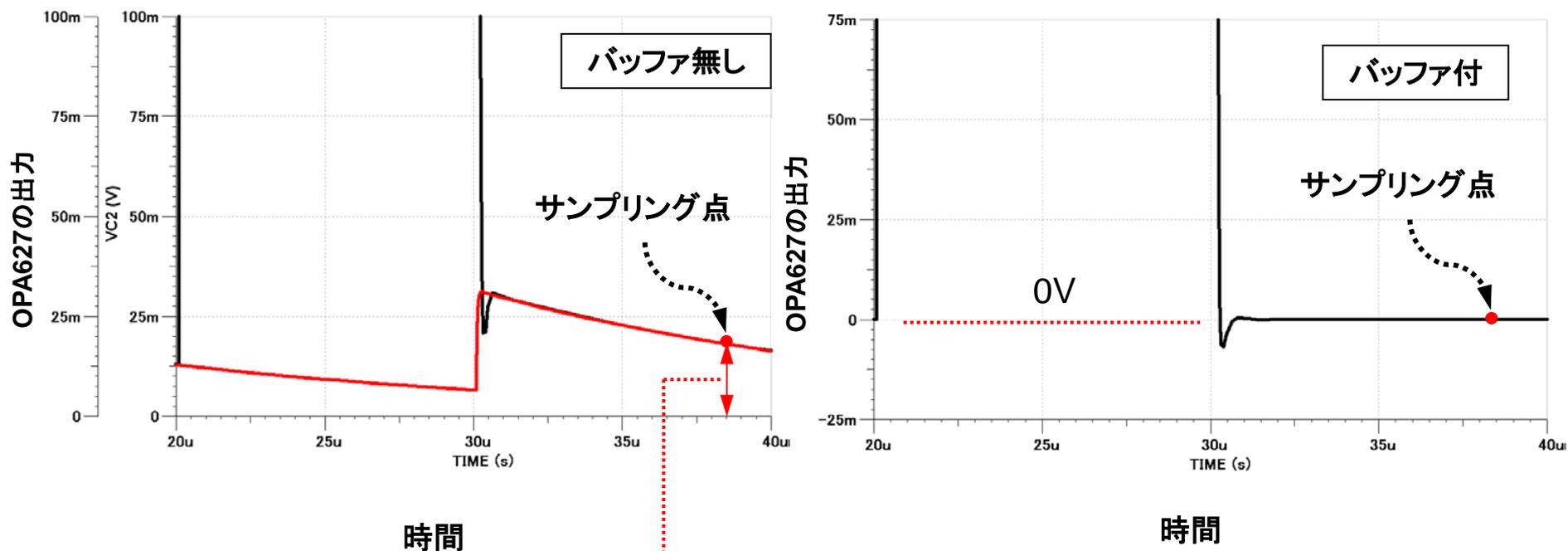
# メモリー効果の回避方法

メモリー効果の対策にはオペアンプによるバッファリングが有効



# 前段バッファの有無による違い

## バッファ・アンプの効果 (TINA-TIによるシミュレーション)



メモリー効果による誤差  $23\text{mV} = 75.4\text{LSB}$