



AHEAD OF WHAT'S POSSIBLE™

アンプとADCとを適切に インターフェースする技法 【前編：ADCインターフェ ースの基本】

アナログ・デバイス株式会社

石井 聡



Agenda

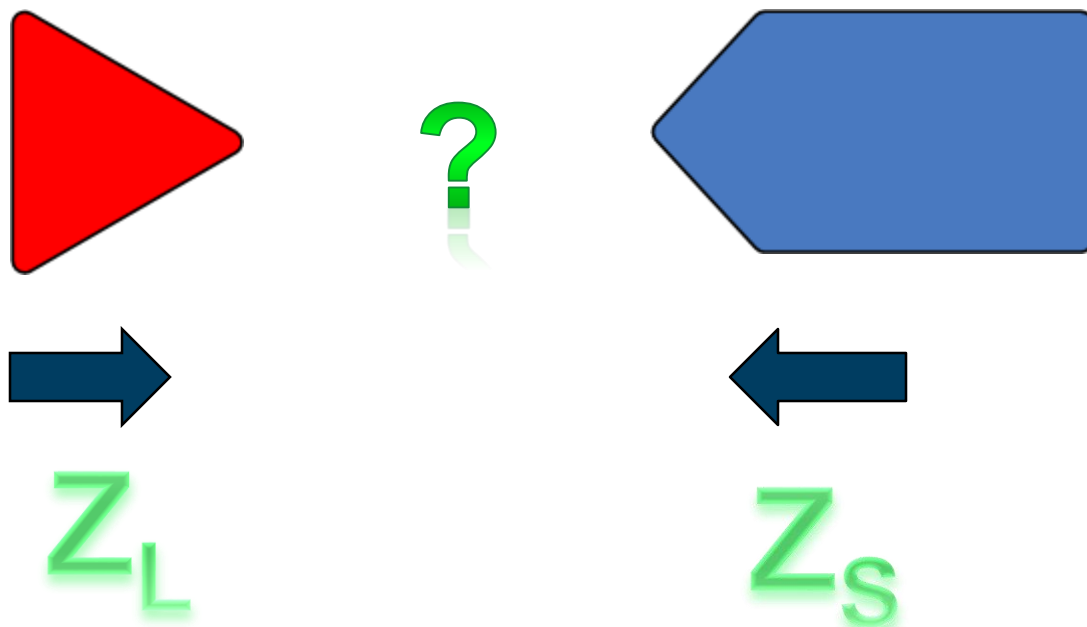
1. ADC入力回路アーキテクチャとドライブするうえでの問題点
2. バッファ無しADCをドライブするADCドライバの考え方と必要性
3. AD変換で生じるエイリアシング
4. 最適なフィルタリングによる最適な信号再生とエイリアシングの除去
5. 数表を用いたフィルタ設計技法
6. フィルタ設計に関する話題
7. ADCで生じるキックバック
8. ADCのキックバック抑制とコンデンサ
9. ADCのドライブとインピーダンスマッチングとフィルタリング
10. まとめと参考文献

1. ADC入力回路アーキテク チャとドライブするうえで の問題点

設計上のもっとも基本的な問題点

- ▶ アンプ側は**アンプ自体が求める**（アンプに最適な数 100Ω の）負荷インピーダンス(Z_L)が見えるようにありたい
- ▶ ADC側は**ADC自体が求める**最適な（キックバックの影響を低減できる）信号源インピーダンス(Z_S)が見えるようにありたい

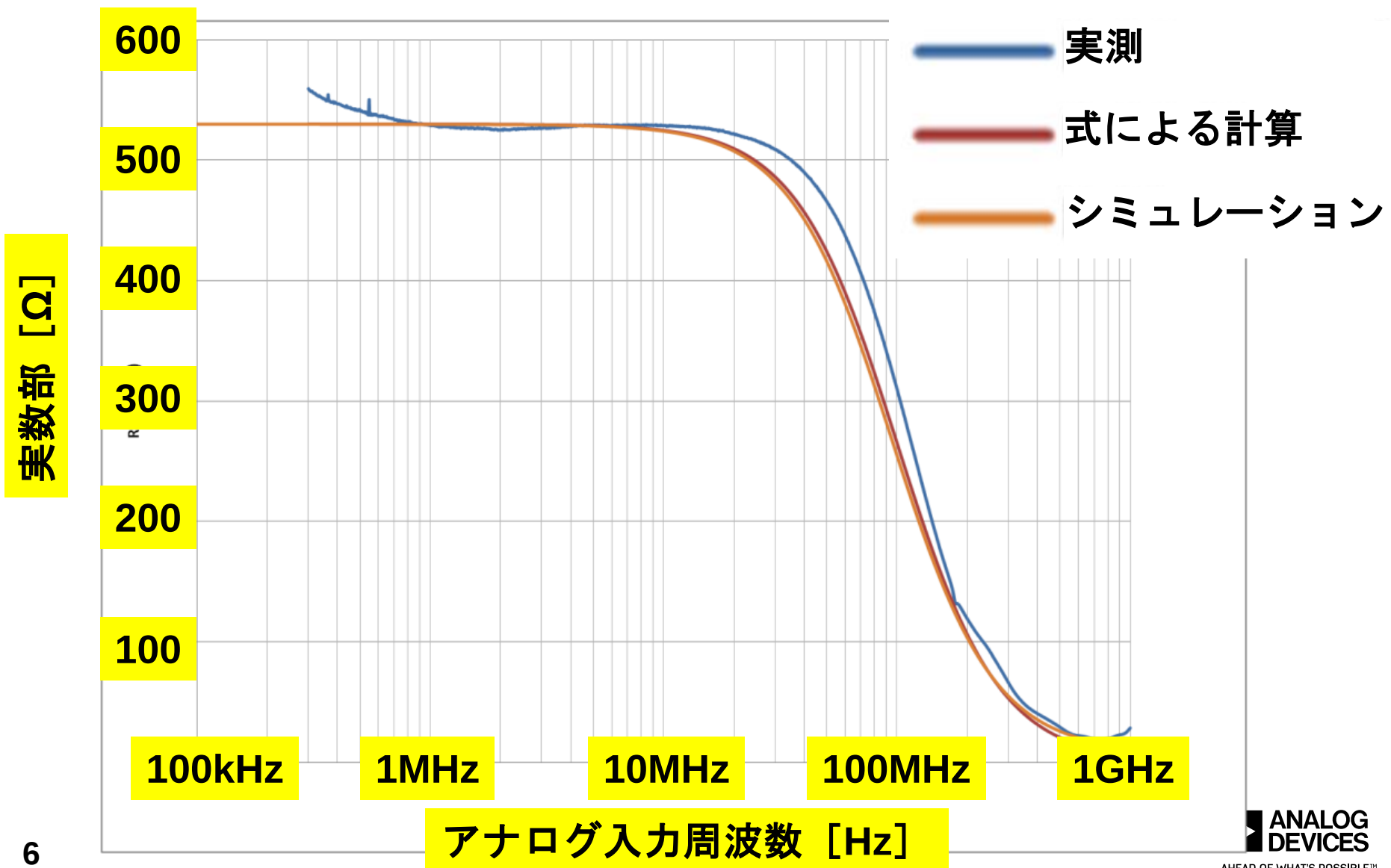
しかしこれらのインピーダンスは**同じ大きさでは無い！**



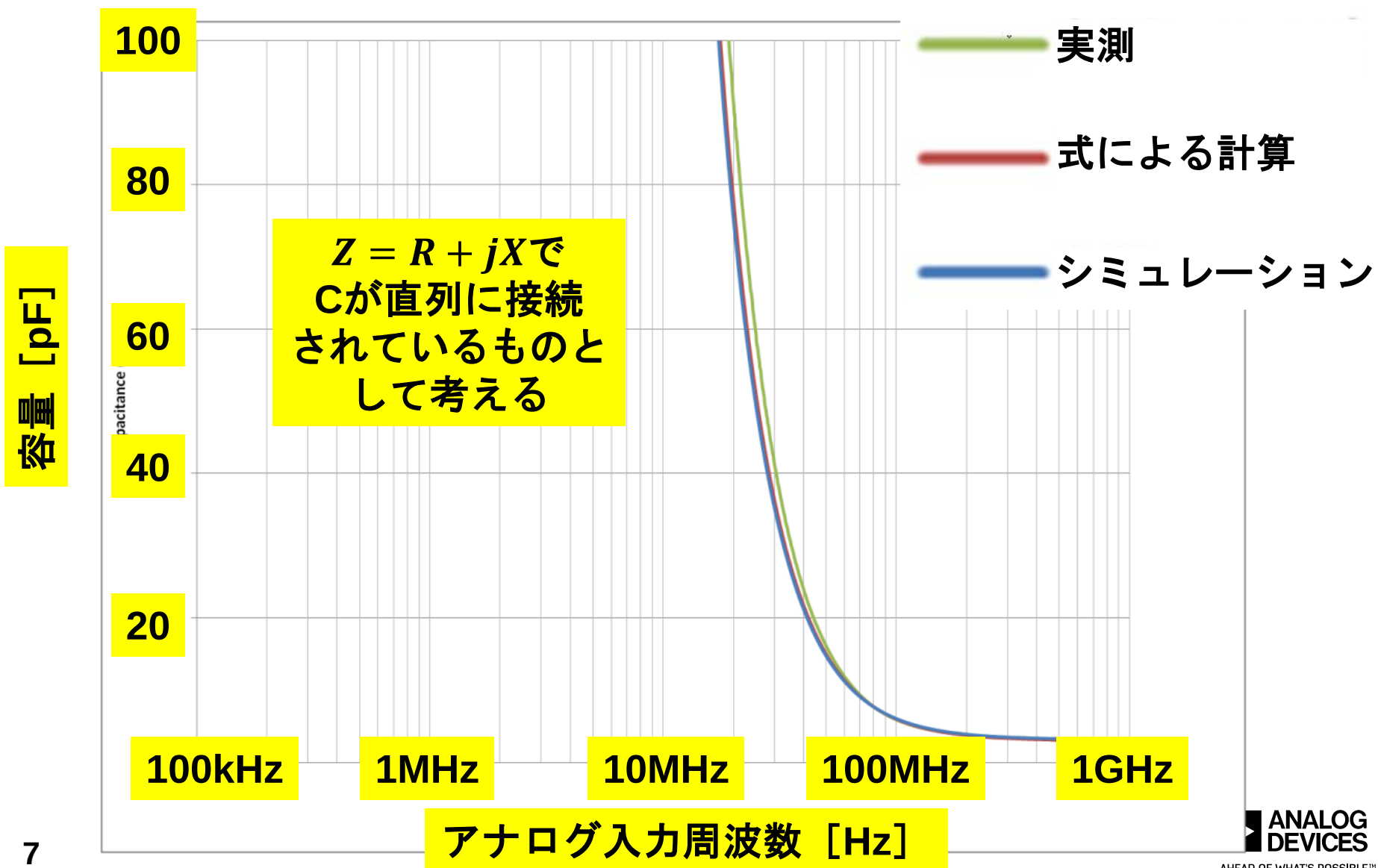
入力バッファ 有り



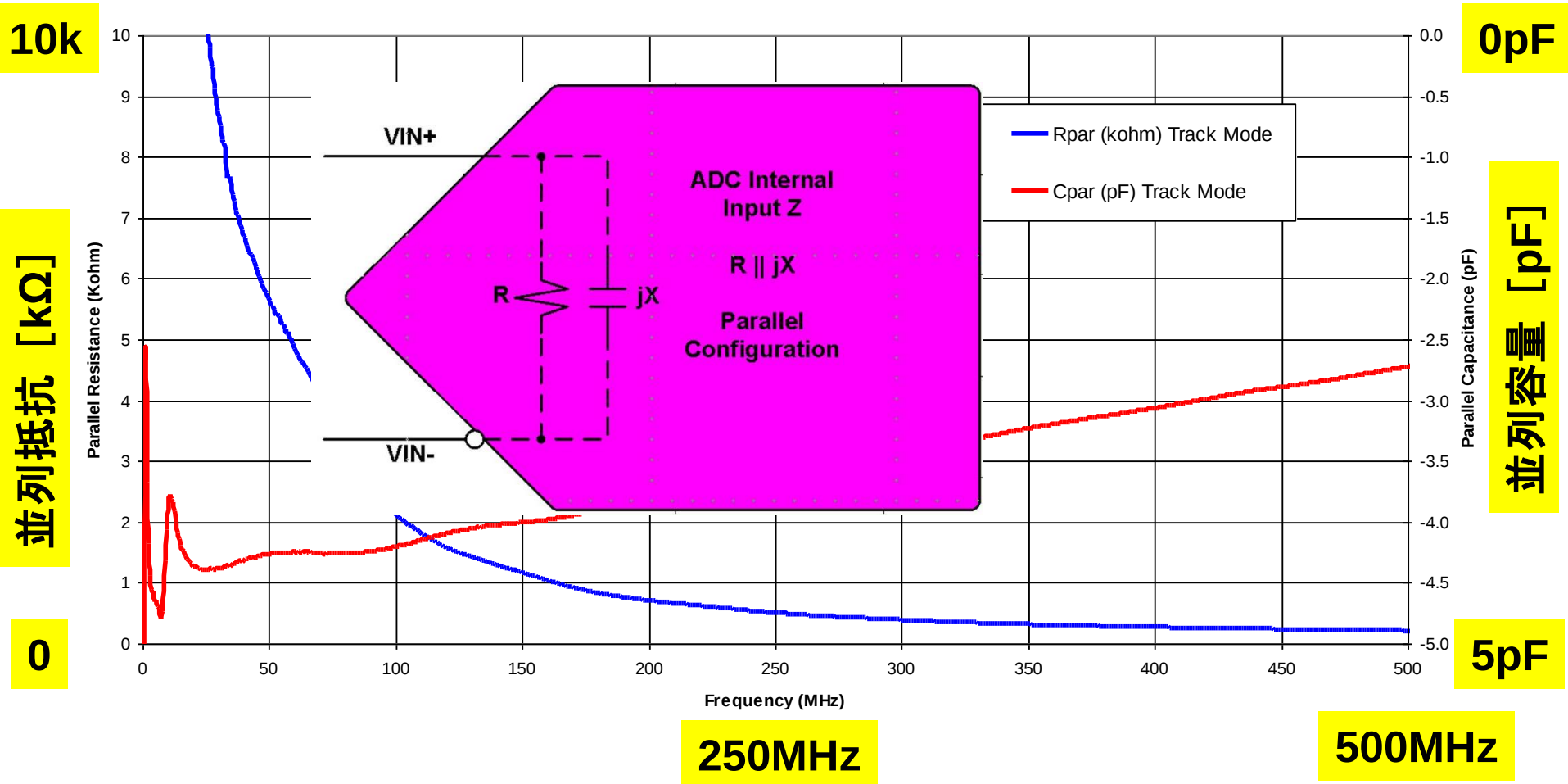
バッファ有りADCの入カインピーダンス（実数部）



バッファ有りADCの入ラインピーダンス（虚数部）



バッファ無し（スイッチド・キャパシタ）ADCの入ラインピーダンス（入力がサンプルされている状態）



ADC入力回路アーキテクチャごとのPros and Cons

▶ 入力バッファ有り

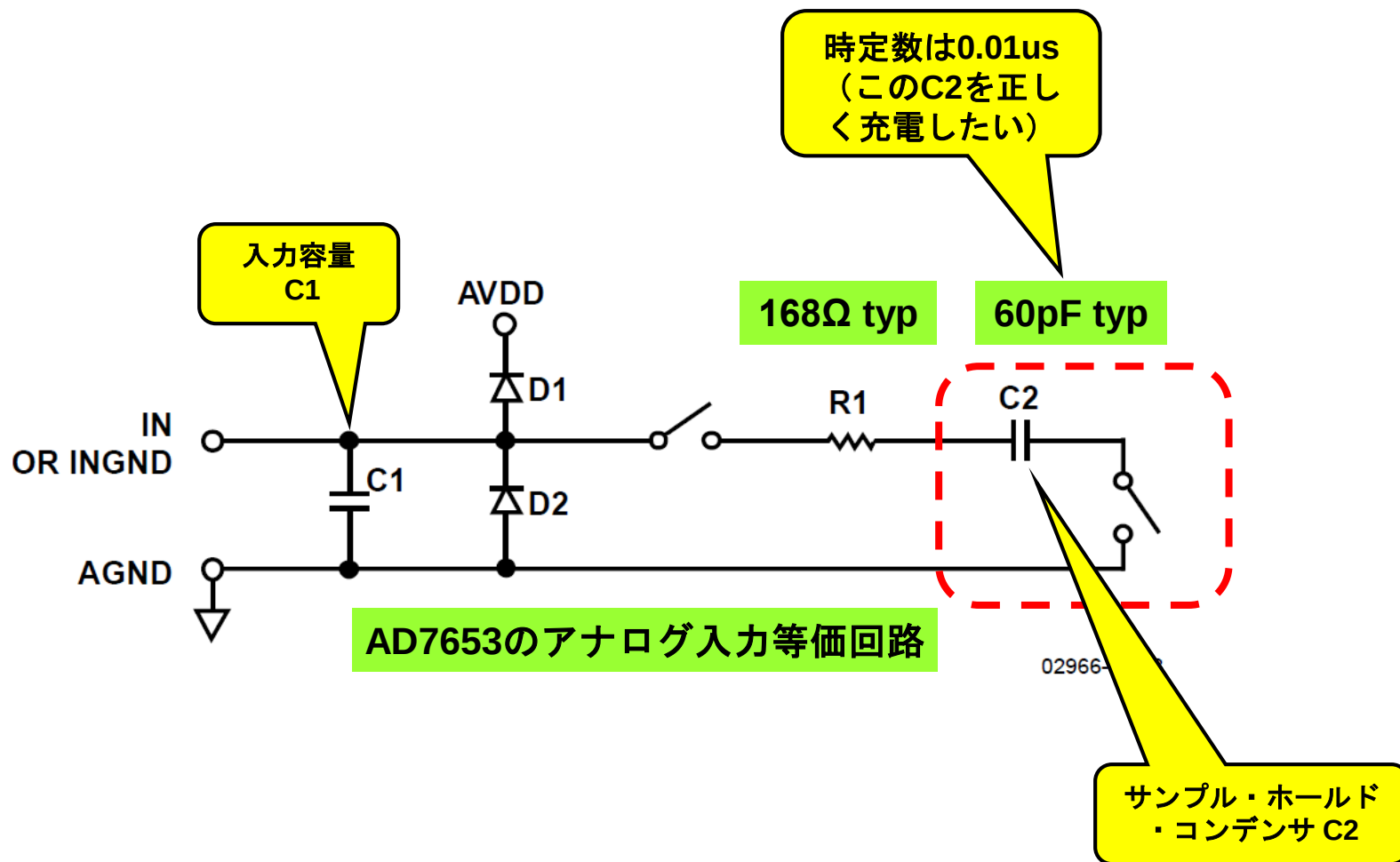
- 高い直線性のバッファが必要で、消費電力が大きくなる
- 高入力インピーダンスのバッファにより**入力回路の設計が楽**（入力終端抵抗を付加すれば良い）
- バッファによりサンプリング・コンデンサと入力回路間を**アイソレート**でき、キックバックによる**過渡変動を軽減**できる

▶ 入力バッファ無し

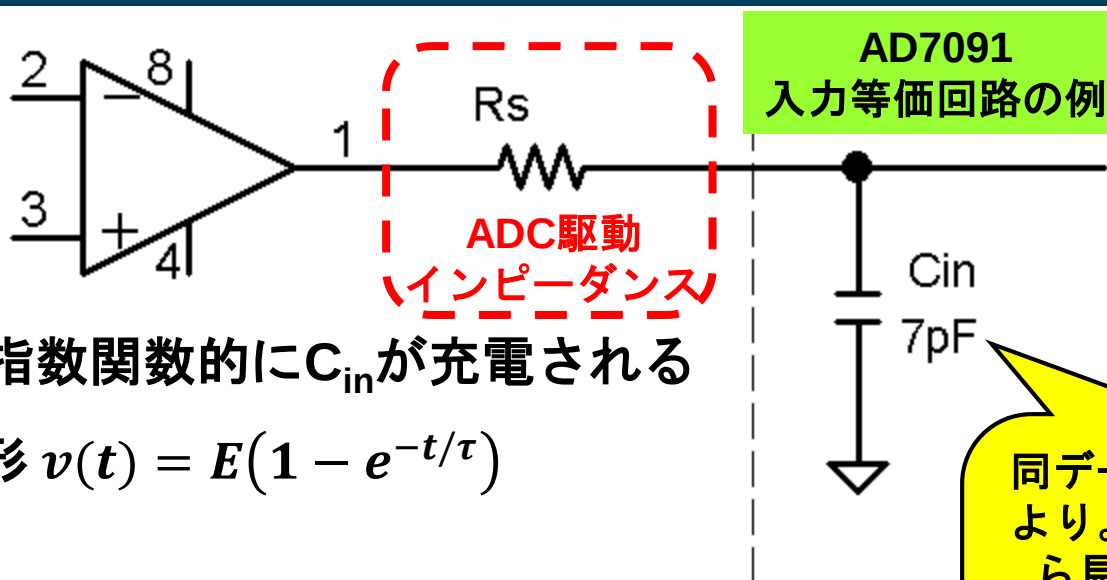
- スイッチド・キャパシタの設計により**入力インピーダンスが決まる**
- 低消費電力が実現できる
- **入力インピーダンスが時変**になる（サンプリングCLKとトラック&ホールド）
- 前段の回路にサンプリング・コンデンサのチャージ・インジェクション（**電荷注入**）が**逆流（キックバック）**

2. バッファ無しADCをドライブするADCドライバの考え方と必要性

逐次比較(SAR)型ADCの入力回路の例 (AD7653)



SAR ADコンバータドライブの基本的考え方(最悪値で考えてみる)



$\tau = R_S C_{in}$ で指数関数的に C_{in} が充電される

C_{in} の充電波形 $v(t) = E(1 - e^{-t/\tau})$

$\frac{V_{LSB}}{2}$ に収束する時間を計算してみる

$$\frac{V_{LSB}}{2} = \frac{FS [V]}{2^{N+1}} = E - v(t_L) = E e^{-t_L/\tau}$$

ここで $E = Full Scale (FS)$ とすると、

$$\frac{V_{LSB}}{2FS} = \frac{1}{2^{N+1}} = e^{-t_L/\tau}$$

$$\text{これから、} t_L = -\tau \ln \frac{V_{LSB}}{2FS} = -\tau \ln \frac{1}{2^{N+1}} = \tau \ln 2^{N+1} = (N+1)\tau \ln 2$$

同データシートFig. 18
より。ADC入力ピンから
見える全入力容量
(7pF = C1 + C2 + C3)
前スライドのC1, C2
に相当。R1 = 500Ωは
無視した

SAR ADコンバータドライブの基本的考え方(実際に計算してみる)

$t_L = (N + 1)\tau \ln 2$ から、 $C_{in} = 7\text{pF}$, $N = 12$ では R_S の最大値は

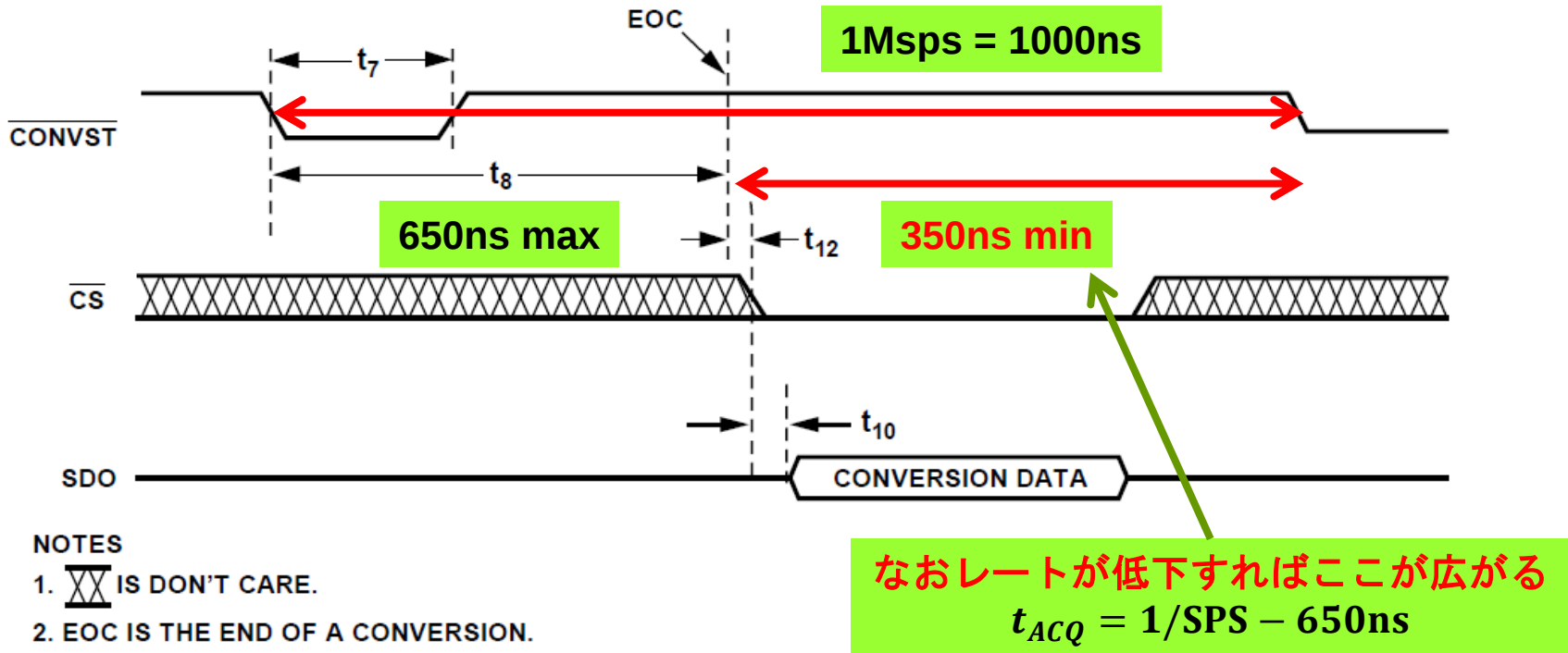


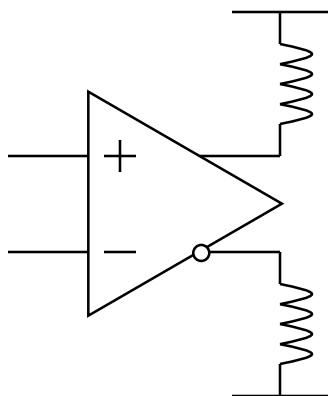
Figure 20. Normal Mode of Operation, Serial Interface Read Timing

$t_L = t_{ACQ} = 350\text{ns}$ から $\tau = 38.8\text{ns}$ 、 $C_{in} = 7\text{pF}$ なら $R_S(\text{max}) = 5549\Omega$

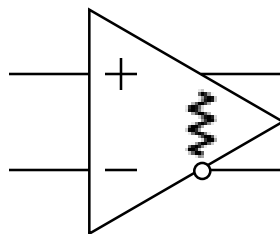
このままの条件で100倍 (100Msps) に単純にスケーリングしてみても
 $R_S(\text{max}) = 55\Omega!$

ADC駆動インピーダンスを決定するADCドライバの出力形態

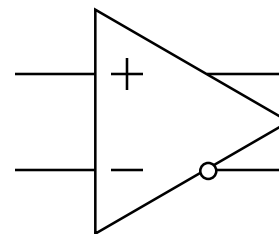
高出力インピーダンスのもの



出力インピーダンスが定義されたもの



出力インピーダンスが低いもの



高出力インピーダンス（オープン・コレクタ, O/C出力）の アンプ

- ▶ AD8375もしくはAD8376
- ▶ AC結合用コンデンサとチョーク用コイルで**バンドパス・フィルタ**を形成
- ▶ DCカップリングではこのO/C方式自体が問題になることがある
- ▶ $R_S = R_L$ の条件に出来るので、フィルタを設計しやすい

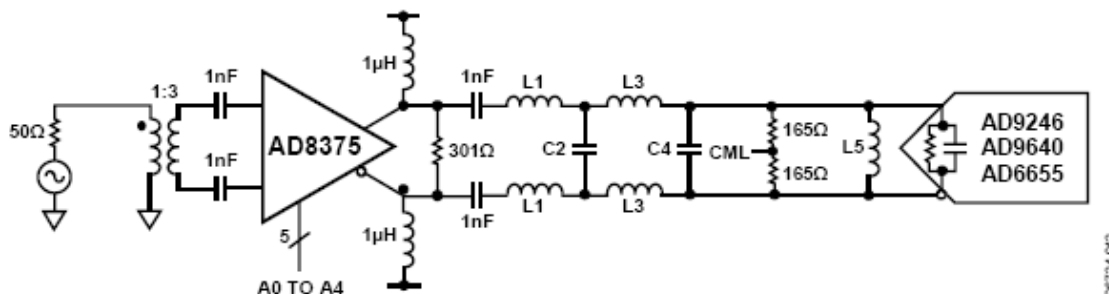


Figure 41. Narrow-Band IF Sampling Solution for Unbuffered ADC Application

Table 5. Interface Filter Recommendations for Various IF Sampling Frequencies

Center Frequency	1 dB Bandwidth	L1	C2	L3	C4	L5
96 MHz	27 MHz	390 nH	5.6 pF	390 nH	25 pF	100 nH
140 MHz	30 MHz	330 nH	3.3 pF	330 nH	20 pF	56 nH
170 MHz	32 MHz	270 nH	2.7 pF	270 nH	20 pF	39 nH
211 MHz	32 MHz	220 nH	2.2 pF	220 nH	18 pF	27 nH

出カインピーダンスが定義されたアンプ

- ▶ ADL5201は固定の差動出カインピーダンス = 150Ω

Preliminary Technical Data

ADL5201

SPECIFICATIONS

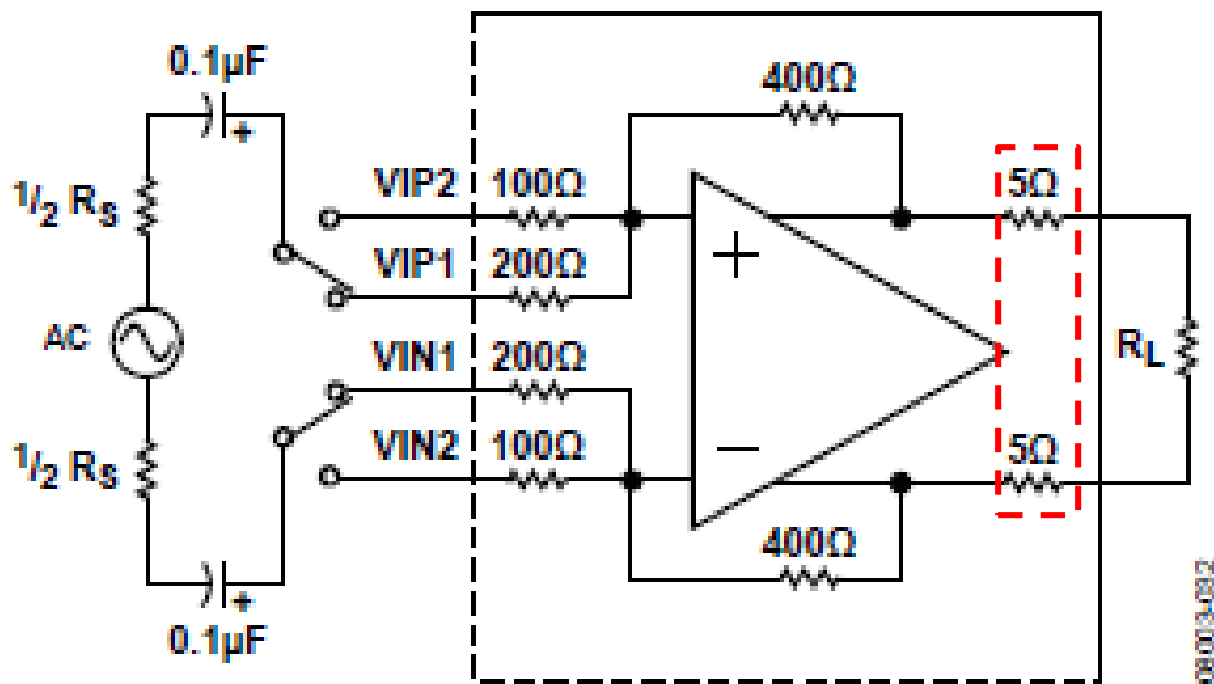
$V_S = 5\text{ V}$, $T = 25^\circ\text{C}$, $Z_S = Z_L = 150\Omega$ at 100MHz, $PM = 0\text{ V}$, 2 V p-p differential output unless otherwise noted.

Table 1.

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
DYNAMIC PERFORMANCE					
–3 dB Bandwidth	$V_{OUT} < 2\text{ V p-p (5.2dBm)}$		700		MHz
Slew Rate			TBD		V/nsec
INPUT STAGE					
Maximum Input Swing	Pins VIN+ and VIN- Gain Code = 111111		8		V p-p
Differential Input Resistance	Differential		150		Ω
Common-Mode Input Voltage			1.5		V
CMRR	Gain Code = 000000		TBD		dB
GAIN					
Maximum Voltage Gain	Gain Code = 000000		20		dB
Minimum Voltage Gain	Gain Code = 111111		–11.5		dB
Gain Step Size			0.5		dB
Gain Flatness	30 MHz < f_c < 200MHz		TBD		dB
Gain Temperature Sensitivity	Gain Code = 000000		TBD		mdB/°C
Gain Step Response	For $V_{IN} = 0.2\text{V}$, Gain Code 111111 to 000000		15		ns
Gain Conformance Error	Normalized to 10dB gain step		±0.03		dB
Phase Conformance Error	Normalized to 10dB gain step		1.0		deg
OUTPUT STAGE					
Output Voltage Swing	Pins OUT+ and OUT- At P1dB, Gain Code = 000000		10		V p-p
Differential Output Resistance	Differential		150		Ω

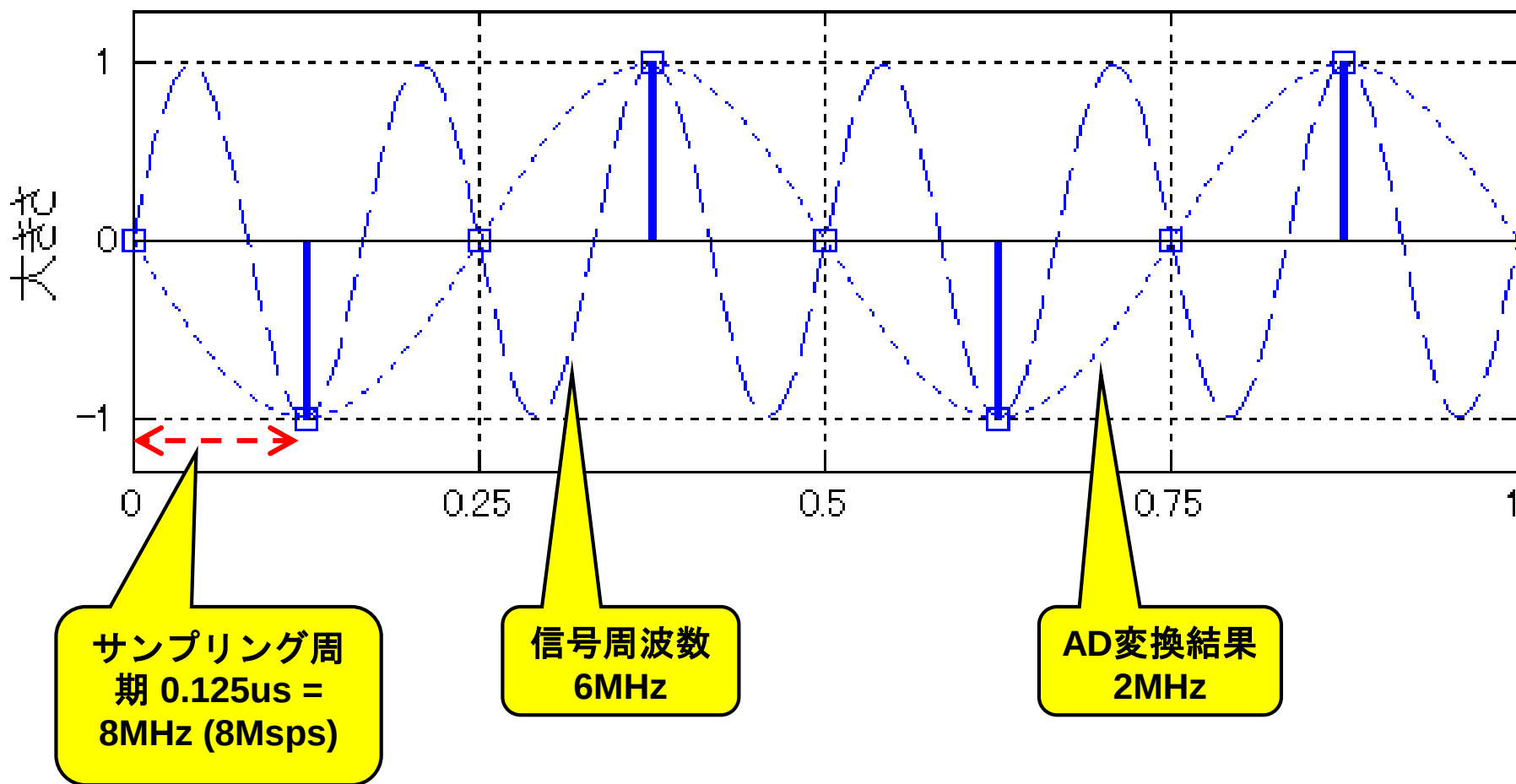
OPアンプ相当のADCドライバは出カインピーダンスが低い

- ▶ ADL5562, ADL5565, AD8366

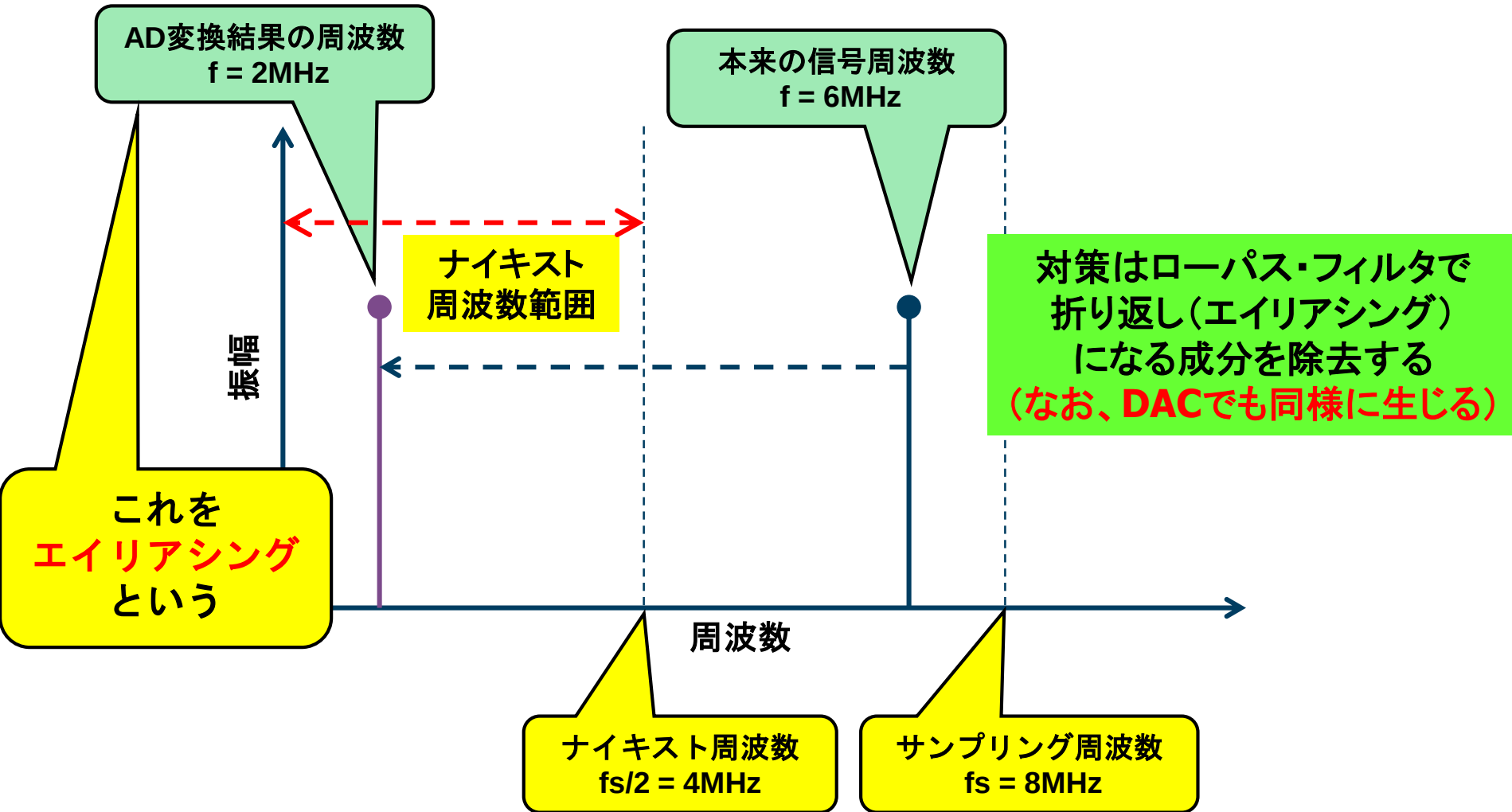


3. AD変換で生じるエイリアシング

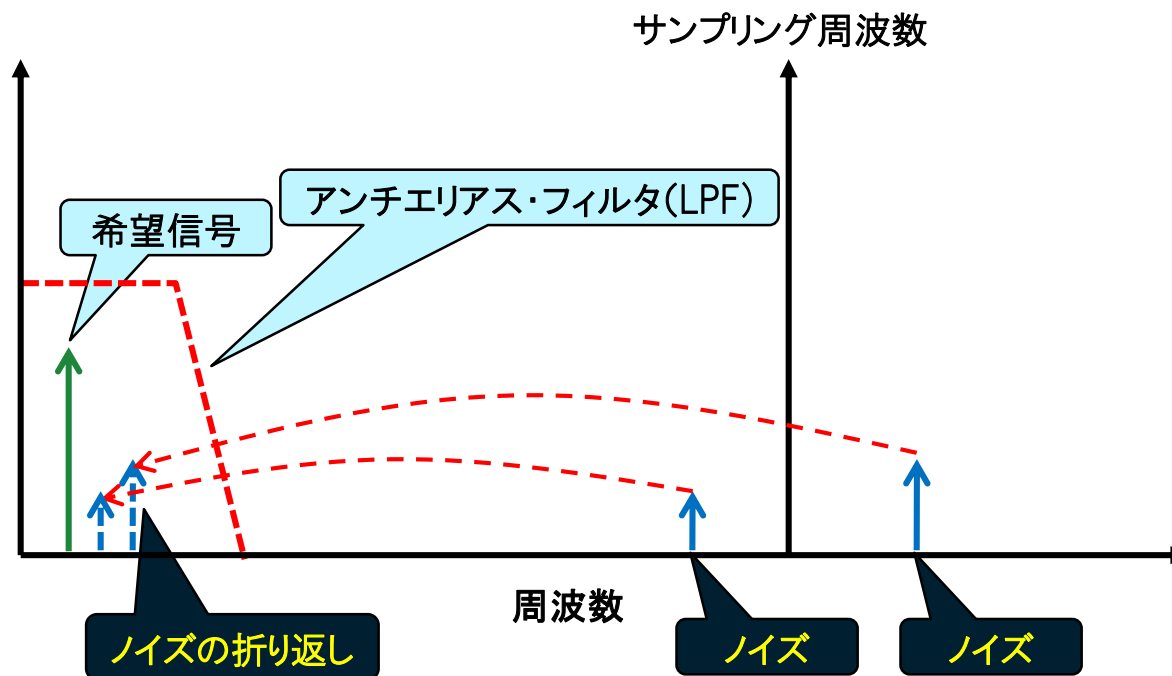
サンプリングによる「折り返し」（時間軸で見てみる）



サンプリングによる「折り返し」（周波数軸で見てみる）



折り返しによる実際のADCでの問題



- 信号近傍に折り返してくる(エイリアス)ノイズは取り除くことは困難
- エイリアス・ノイズはサンプリング動作で発生する
- サンプリング前にアンチエイリアス・フィルタ(**AAF**。LPF構成)でノイズを除去

前編のまとめ

- ▶ ADC入力はバッファ有り、バッファ無しがある
 - 入力インピーダンスが異なる
 - それぞれを適切にドライブする必要がある
- ▶ バッファ無しの場合はサンプリング・コンデンサを適切に充電する必要がある
- ▶ それにあわせてドライバアンプを適切に設計する必要がある
- ▶ AD変換プロセスには「エイリアシング（折り返し）」が発生する
 - フィルタを挿入して対策するが、詳細は「中編」にて

