

広帯域高精度サンプリング技術

上森 将文[†] 小林 謙介^{††} 光野 正志[†] 清水 一也[†]
 小林 春夫^{†a)} 戸張 勉^{†††}

Wideband and Large Dynamic Range Sampling Method

Masafumi UEMORI[†], Kensuke KOBAYASHI^{††}, Masashi KONO[†], Kazuya SHIMIZU[†],
 Haruo KOBAYASHI^{†a)}, and Tsutomu TOBARI^{†††}

あらまし この論文ではサンプリングオシロスコープ等の電子計測器及び通信システムへの応用のために、広帯域サンプリング回路を高い信号ノイズ比 (Signal-to-Noise Ratio : SNR) で実現するための理論的問題を検討する。すなわち、帯域一定のサンプリングを設計する際に SNR を最大にする二つの時定数 τ_1, τ_2 の関係を求める。ここで τ_1 は信号源の出力抵抗、サンプリングスイッチのオン抵抗の合成抵抗とホールド容量による時定数で、 τ_2 はスイッチング時間窓 (アパーチャ時間) である。その結果、ステップ応答での出力信号と熱雑音による SNR を最大にするのは設定帯域によらず $\tau_1 = 1.5\tau_2$ のときであることを導出した。サンプリングオシロスコープでは広帯域サンプリングを実現するためにインパルスサンプリング方式 ($\tau_1 \gg \tau_2$) が用いられているが、広帯域化に伴いノイズが大きくなるという問題がある。一方トラックホールド方式 ($\tau_1 \ll \tau_2$) はひずみや高周波信号の反射の問題で広帯域サンプリングには適さない。高精度広帯域サンプリング回路はインパルスサンプリング方式とトラックホールド方式の中間に位置するという筆者らの経験を今回の解 $\tau_1 = 1.5\tau_2$ は理論的に支持する一つの結果になっている。

キーワード サンプリングオシロスコープ、インパルスサンプリング、トラックホールド回路、信号ノイズ比、帯域

1. ま え が き

近年の通信・電子計測の分野においては取り扱う信号周波数がより高くなってきており、そこではより広帯域で高いダイナミックレンジをもつ S/H (Sample Hold, サンプルホールド) 回路が必要となってきた [1] ~ [9]。この論文では広帯域・高ダイナミックレンジの S/H 回路を実現するための検討を行う。具体的には帯域一定の S/H 回路を実現する際に最大 SNR (信号ノイズ比) を得るための条件を導出し、これまでの

二つの S/H 回路 (トラックホールド回路、インパルスサンプリング回路) の中間に最適なサンプリング方式 (ここではそれを「ストロープサンプリング」と呼ぶ) があることを示す。またその最適条件導出過程でトラックホールド方式、インパルスサンプリング方式及びストロープサンプリング方式を統一して扱える理論を展開する。

2. サンプルホールド回路の構成と動作

2.1 S/H 回路の基本構成

S/H 回路は、スイッチ SW とホールドキャパシタ C から構成される (図 1)。その動作は、まずスイッチ SW がオン状態のとき、入力電圧によりホールドキャパシタ C へ充電する (サンプル状態)。次にスイッチ SW がオフされそのときにホールドキャパシタに掛かっていた電圧が保持される (ホールド状態)。C の充電時間は入力バッファ A_1 のスルーレートや、スイッチ SW のオン抵抗に依存し、ある程度の時間が必要となる。

[†] 群馬大学工学部電気電子工学科, 桐生市
 Dept. of Electronic Engineering, Faculty of Engineering,
 Gunma University, 1-5-1 Tenjin-cho, Kiryu-shi 376-8515
 Japan

^{††} 技術コンサルタント, マレーシア
 Consultant, J-2-1 Bellisa Court Lorong Leandros 10250
 Penang, Malaysia

^{†††} 岩崎通信機株式会社, 東京都
 Iwatsu Electric Co. Ltd., 1-7-41 Kugayama, Suginami-ku,
 Tokyo, 168-8501 Japan

a) E-mail: k_haruo@el.gunma-u.ac.jp

SoC 上の ADC 前段に用いられる S/H 回路ではアナログ入力側にスイッチ動作の影響が及ばないようにするための入力バッファ A_1 、また負荷抵抗によるキャパシタの放電の影響を少なくするための出力バッファ A_2 を用いる。しかしながら、広帯域化に伴い高周波信号を扱うことになると、入力バッファを高速動作させる必要があり実現が難しくなる。サンプリングオシロスコープに用いられる広帯域 S/H 回路では、広帯域化するときには入力バッファを除いた構成が用いられている。以下、入力バッファがない構成を考える。

2.2 抵抗と容量で構成される回路の雑音

S/H 回路の基本構成はスイッチ SW とホールドキャパシタ C で成り立つが、ホールド状態のときのこのスイッチのオフ抵抗 R_{off} と容量 C との並列回路からなる S/H 回路の出力熱雑音パワーは次のようになる (図 2)。

$$V_{n,out}^2 = \int_0^\infty \frac{4k_B T R_{off}}{1 + (2\pi f)^2 R_{off}^2 C^2} df = \frac{k_B T}{C}$$

ここで k_B はボルツマン定数である。S/H 回路のホールド状態で発生しているこの雑音が問題となる。広帯域信号を取り扱うために容量 C を小さくすると、熱雑音は大きくなってしまふ。

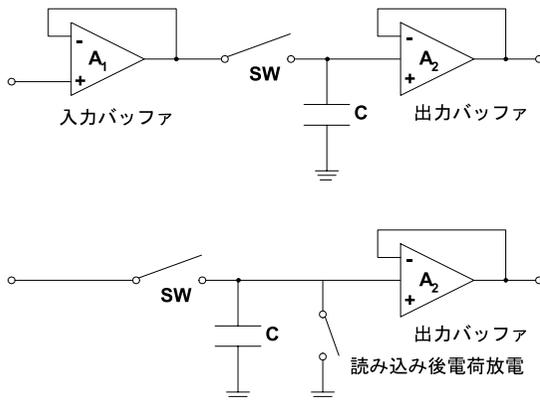


図 1 S/H 回路の構成。入力バッファあり (上)。入力バッファなし (下)

Fig. 1 S/H circuits with input buffer (top) and without it (bottom).

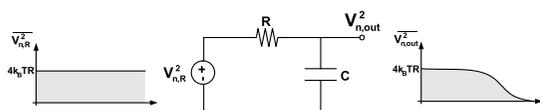


図 2 抵抗と容量からなる回路の熱雑音

Fig. 2 Thermal noise in RC circuit.

(注) このノイズはスイッチオフ時のホールド状態で発生している。我々は「サンプリングオシロスコープのノイズは、サンプリングパルス発生を停止しても変化しない」ということを経験しているが、もしスイッチのオン抵抗による雑音であればサンプリングレートの変化が直ちにノイズの変化となって現れてくるはずである。

2.3 S/H 回路での二つの時定数 τ_1, τ_2

S/H 回路で二つの時定数を考える。一つは信号源の内部抵抗 R_{SG} とスイッチのオン抵抗 R_{ON} の合成抵抗 $R (=R_{SG}+R_{ON})$ とホールド容量 C から構成される時定数 $\tau_1 = RC$ 、もう一つは、スイッチ SW を ON するスイッチング時間窓 τ_2 [9] である。以下、 R は一定の値 30Ω ($R_{SG} = 25 \Omega, R_{ON} = 5 \Omega$) として議論する。

3. S/H 回路の信号ノイズ比, 帯域の関係の問題設定

3.1 トラックホールド回路 ($\tau_1 \ll \tau_2$ の場合)

トラックホールド回路はスイッチング時間窓 τ_2 が十分長く二つの時定数が $\tau_1 \ll \tau_2$ の関係にあり、SoC 上の ADC 等に用いられる。そこでは実時間サンプリングを行われることが多く、単発信号の測定が行える。この方式では、トラック時間 (スイッチ時間窓 τ_2) は、入力信号と出力信号の差が $\frac{1}{2}$ LSB になるまで必要である。すなわち、 N ビット精度を得るためにはステップ入力を考えた際に次の関係を満たす必要がある (図 3)。

$$1 - (1 - e^{-\tau_2/\tau_1}) = e^{-\tau_2/\tau_1} < 1/2^{N+1}$$

したがって

$$\tau_2/\tau_1 > (N + 1) \cdot \ln 2$$

高周波信号を扱うためにはサンプリング定理に従い高速サンプリング動作が必要となる。

上式に示したようにトラックホールド回路ではスイッチ時間窓 τ_2 が RC 時定数 τ_1 に比べて十分長いので、ホールド容量 C に対して十分な充電が行われる。この

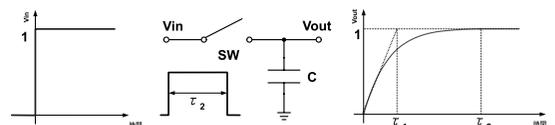


図 3 トラックホールド回路の入出力信号波形

Fig. 3 Input and output waveforms of T/H circuit.

ため、単位ステップ入力に対して、出力信号成分 S は $S \equiv 1$ 、また出力熱雑音成分は $N = \sqrt{k_B T / C}$ で与えられるので、信号雑音比 (SNR= V_{signal}/V_{noise}) は、

$$SNR = \sqrt{\frac{C}{k_B T}} \propto \sqrt{C}$$

となり、 \sqrt{C} に比例する。一方、帯域 (ω_{BW}) は、

$$\omega_{BW} = \frac{1}{\tau_1} \propto \frac{1}{C}$$

となり、 C に反比例する。広帯域のためには C を小さくしなければならないが、 C を小さくすると熱雑音が大きくなり SNR が劣化する。また、トラックホールド回路を用いてサンプリング動作を行ったときの伝達関数は、次のようになる。

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + j\tau_1\omega} \quad (1)$$

なおトラックホールド回路は入力バッファを除いた構成で用いると、信号源からインピーダンス C が見える時間が長くなり C の信号源への影響が大きくなるので、サンプリングオシロスコープの広帯域 S/H 回路としてはほとんど用いられていない。

3.2 インパルスサンプリング回路 ($\tau_1 \gg \tau_2$ の場合)

インパルスサンプリング回路はスイッチング時間窓 τ_2 がインパルスの的に極めて短く、二つの時定数が $\tau_1 \gg \tau_2$ の関係にあり、サンプリングオシロスコープに用いられる。そこでは測定対象は繰り返し生起する広帯域信号を測定するため等価時間サンプリングが用いられる。この方式では、信号源へのホールド容量 C の影響をできるだけ減らすため及び高周波信号を扱うために、スイッチング時間窓 τ_2 が小さく設計されている。

インパルスサンプリング回路では、スイッチ時間窓 τ_2 が RC 時定数 τ_1 に比べて短い ($\tau_1 \gg \tau_2$) ので、入力信号に対してホールド容量 C に対して十分な充電を行うことができない (図 4)。単位ステップ入力に対して、出力信号成分 S は $S \propto \frac{1}{C}$ 、出力熱雑音成分は

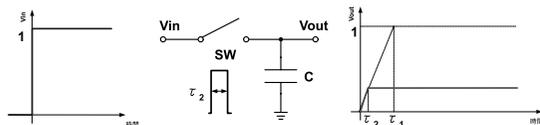


図 4 インパルスサンプリング回路の入出力信号波形

Fig. 4 Input and output waveforms of impulse sampling circuit.

$N = \sqrt{\frac{k_B T}{C}}$ で与えられるので、信号雑音比 (SNR) は、

$$SNR \propto \frac{1}{C} / \sqrt{\frac{k_B T}{C}} \propto \frac{1}{\sqrt{C}}$$

となり、 \sqrt{C} に反比例する。またインパルスサンプリング回路を用いてサンプリング動作を行ったときの伝達関数は次のようになる。

$$H(j\omega) = \frac{\tau_1}{\tau_2} \text{sinc}\left(\frac{\omega\tau_2}{2}\right) \cdot e^{-j\frac{\tau_2}{2}\omega}. \quad (2)$$

帯域 (ω_{BW}) は、 τ_2 にのみ依存し τ_2 が小さいほど帯域は広くなる。すなわち

$$\text{sinc}\left(\frac{\omega_{BW} \cdot \tau_2}{2}\right) = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

から次のように求められる。

$$\omega_{BW} = \frac{2.7830}{\tau_2}.$$

一方信号ゲインは τ_2 に反比例するので広帯域化のためサンプリング時間窓 τ_2 を小さくすると SNR は劣化する。また広帯域化のため極短パルス (時間幅 τ_2) を生成することは技術的に難しい。

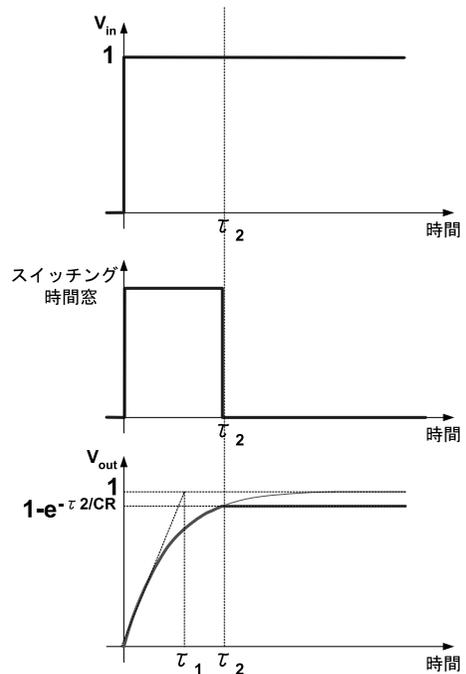


図 5 ステップ応答の入出力波形とスイッチング波形

Fig. 5 Step response of S/H circuit.

3.3 広帯域信号サンプリング技術の問題設定

「ある帯域 ω_{BW} をもつ S/H 回路を実現するとき、SNR を最大にする τ_1, τ_2 を求める。」

この解を τ_{1opt}, τ_{2opt} と記述する。この問題は非線形最適化問題であり解析的に解くことは難しい。そこで、理論式を導出し数値計算を行って解を求め、SPICE による回路シミュレーションでもその結果を検証した。

上述したようにトラックホールド回路 ($\tau_1 \ll \tau_2$) とインパルスサンプリング回路 ($\tau_1 \gg \tau_2$) のどちらでも、広帯域、高 SNR を実現することは困難である。以下、その中間領域 ($\tau_1 \approx \tau_2$) に最適解があることを示す。またこの最適条件でサンプリングを行う「ストロープサンプリング技術」を提案する。

4. 統一した S/H 回路の理論

この章では現在個別に扱われているトラックホールド

回路の理論と、インパルスサンプリング回路の理論を統一した理論を導く。

パラメータ τ_1, τ_2 のサンプリング回路でのステップ応答 $s(t)$ (図 5)、インパルス応答 $h(t)$ は次のように導ける。

$$s(t) = \begin{cases} 0 & (t < 0) \\ 1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}} & (0 \leq t < \tau_2) \\ 1 - e^{-\frac{\tau_2}{\tau_1}} & (\tau_2 \leq t) \end{cases} \quad (3)$$

$$h(t) = \begin{cases} 0 & (t < 0) \\ e^{-\frac{t}{\tau_1}} / \tau_1 & (0 \leq t < \tau_2) \\ 0 & (\tau_2 \leq t) \end{cases}$$

これらの導出の際には、サンプリング動作を考慮して等価時間サンプリングの考え方をを用いた(図 6)。

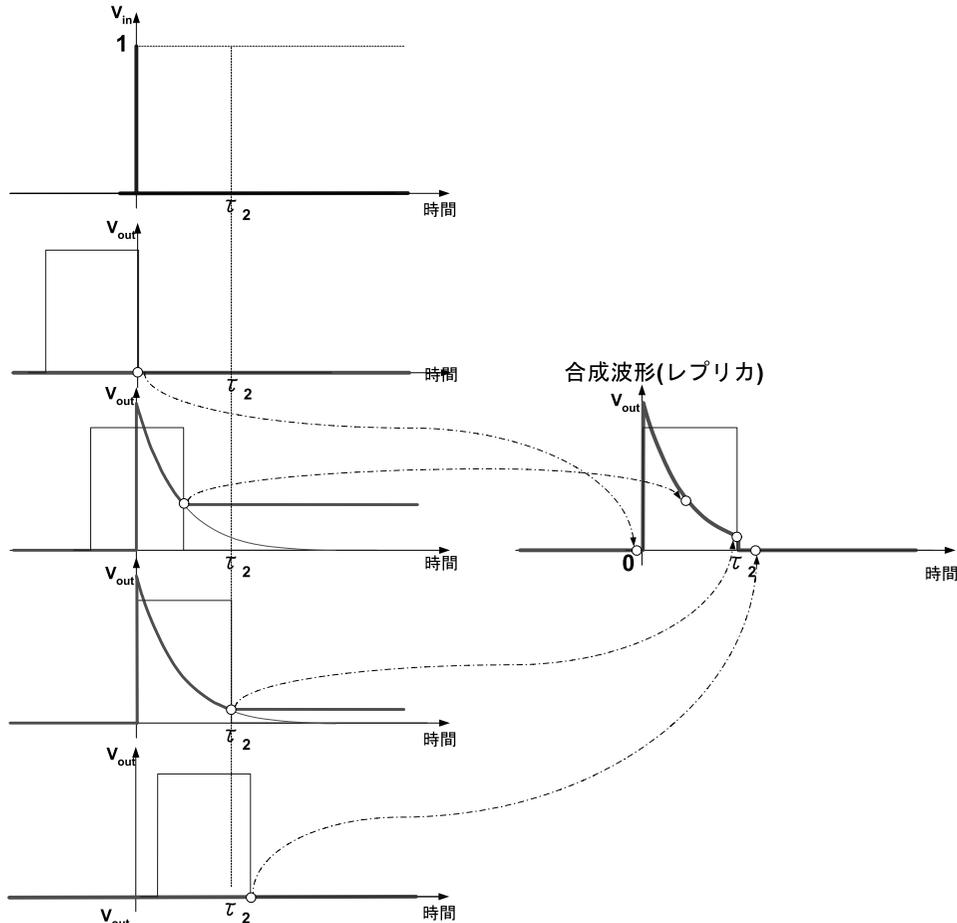


図 6 インパルス応答の入出力波形と合成波形を等価時間サンプリングで求める
Fig. 6 Impulse response of S/H circuit obtained by equivalent-time sampling.

伝達関数 $H(s)$ は $h(t)$ をラプラス変換して得る .

$$H(s) = \frac{1}{1 + \tau_1 s} \left\{ 1 - e^{-\left(\frac{1}{\tau_1} + s\right)\tau_2} \right\} \quad (4)$$

式 (4) で $\tau_1 \ll \tau_2$ とすると式 (1) のトラックホールド回路の伝達関数になり, また $\tau_1 \gg \tau_2$ とすると式 (2) のインパルスサンプリング回路の伝達関数になる . また $s=j\omega$ とし次のゲイン特性を得る (図 7).

$$\begin{aligned} |H(j\omega)| &= \left| \frac{1}{1 + j\omega\tau_1} \left\{ 1 - e^{-\left(\frac{1}{\tau_1} + j\omega\right)\tau_2} \right\} \right| \\ &= \sqrt{\frac{1}{1 + \tau_1^2 \omega^2}} \\ &\times \sqrt{\left(1 - e^{-\frac{\tau_2}{\tau_1}} \cos(\omega\tau_2)\right)^2 + \left(e^{-\frac{\tau_2}{\tau_1}} \sin(\omega\tau_2)\right)^2} \end{aligned}$$

次に統一した S/H 回路の SNR の導出を行う . 前述のように抵抗 R と容量 C の回路の出力熱雑音は ,

$$N_{rms} = \sqrt{\frac{k_B T}{C}}$$

で与えられる . 一方 , S/H 回路の単位ステップ入力に対する出力信号成分は式 (3) より ,

$$S = 1 - e^{-\frac{\tau_2}{\tau_1}}$$

である . したがって S/H 回路の SNR (= S/N_{rms}) は次のようになる .

$$SNR = \frac{1 - e^{-\frac{\tau_2}{\tau_1}}}{\sqrt{\frac{k_B T}{C}}}$$

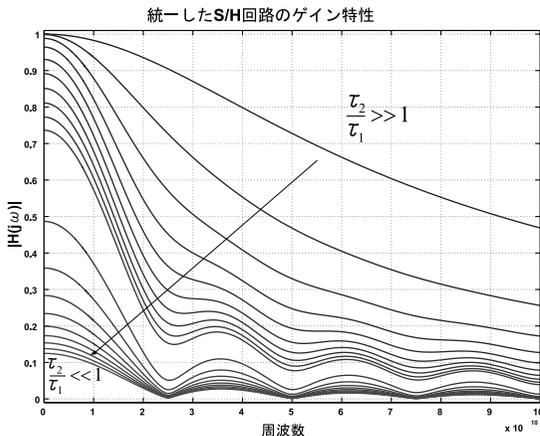


図 7 統一した S/H 回路のゲイン特性
Fig. 7 Gain characteristics of S/H circuit.

$$= \sqrt{\frac{\tau_1}{k_B T R}} \left(1 - e^{-\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right).$$

次に統一した S/H 回路の帯域について考える . 帯域 ω_{BW} はゲインが DC ゲインの 3dB 落ちのときで定義されるので ,

$$|H(j\omega_{BW})| = \frac{1}{\sqrt{2}} |H(j0)| \quad (5)$$

で与えられる . この式を解析に解くことは困難であるので数値計算により解 ω_{BW} を求めた .

式 (5) が厳密な帯域の定義であるが , S/H 回路を一次系と仮定すると , ステップ応答の立上り時間から帯域を求めることができる . 推定される帯域 ω_{BW} は , 出力最終値の 10% になる時間と 90% になる立上り時間 t_{r10-90} から

$$\omega_{BW} \doteq \frac{2.1972}{t_{r10-90}} \quad (6)$$

で計算できる . 二つの計算方法で帯域はほぼ一致していることを数値計算で確認した . 以下は式 (6) を用いる .

5. 帯域一定下での最大 SNR の条件の導出

4. での準備のもと , この章ではある帯域 ω_{BW} をもつ S/H 回路を実現するとき , SNR を最大にする τ_1 , τ_2 を求める .

統一した S/H 回路で出力が 10% と 90% となる時間は

$$\begin{cases} -t_{10\%} &= \tau_1 \ln \left\{ 1 - 0.1 \left(1 - e^{-\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right) \right\} \\ -t_{90\%} &= \tau_1 \ln \left\{ 1 - 0.9 \left(1 - e^{-\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right) \right\} \end{cases}$$

となる . したがって 10% から 90% への立上り時間は ,

$$\begin{aligned} t_{r10-90} &= t_{90\%} - t_{10\%} \\ &= \tau_1 \ln \frac{1 - 0.1 \left(1 - e^{-\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right)}{1 - 0.9 \left(1 - e^{-\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right)} \end{aligned} \quad (7)$$

となる . 式 (6) より帯域を一定 (ω_{BW}) にすると立上り時間 (t_{r10-90}) も一定になるので

$$\tau_2 = -\tau_1 \ln \left\{ 1 - \frac{10 \left(1 - e^{-\frac{t_{r10-90}}{\tau_1}} \right)}{1 - 9e^{-\frac{t_{r10-90}}{\tau_1}}} \right\} \quad (8)$$

となり , 帯域一定下で τ_2 は τ_1 の関数として得られる .

このとき SNR は次のように得られる .

$$SNR = 10 \sqrt{\frac{1}{k_B T R}} \sqrt{\tau_1} \frac{10 \left(1 - e^{-\frac{t_{r10}-90}{\tau_1}}\right)}{1 - 9e^{-\frac{t_{r10}-90}{\tau_1}}} \quad (9)$$

すなわち帯域一定 (立上り時間一定) の条件化の SNR が τ_1 の関数式 (9) が得られたので , 数値計算で τ_1 の値を振り SNR を最大にする τ_{1opt} を求める . これを式 (8) に代入して τ_{2opt} を求める .

その結果 , 一定に設定する帯域 ω_{BW} の値によらず , 次の関係を満たすときに SNR を最大にすることが得

られた .

$$\tau_{1opt} : \tau_{2opt} = 1 : 1.50. \quad (10)$$

6. SPICE シミュレーションによる結果の検証

式 (10) の結果を SPICE シミュレーションによって検証した . SPICE シミュレーションに用いた回路は図 8 のように電圧源 , 抵抗 , 理想スイッチ , ホールド容量から構成した . 入力電圧 V_{in} を単位ステップ入力

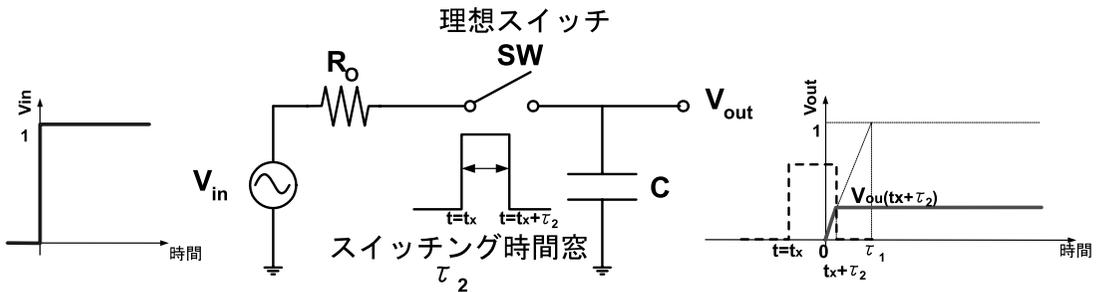


図 8 SPICE シミュレーションに用いた回路
Fig. 8 Sampling circuit used for SPICE simulation.

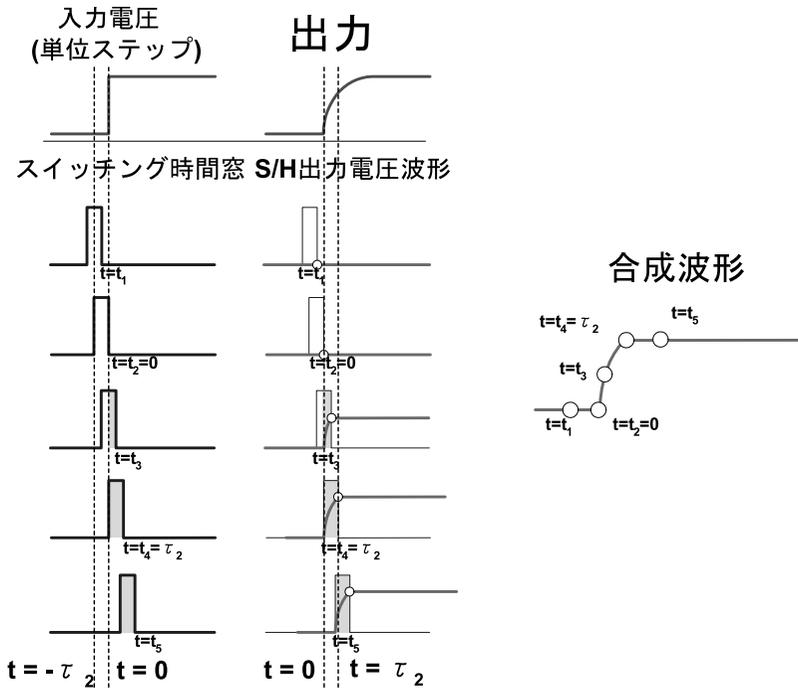


図 9 ステップ応答を等価時間サンプリングを用いて SPICE シミュレーションにより得る
Fig. 9 Step response obtained by equivalent sampling with SPICE simulation.

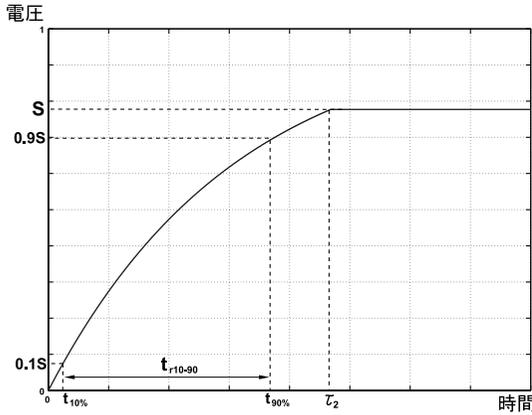


図 10 SPICE シミュレーションから得られたステップ応答合成波形
 Fig. 10 Reconstructed step response obtained by SPICE simulation.

とし、スイッチのオン抵抗と信号源の抵抗の合成抵抗を $30\ \Omega$ とし ($R_O=30\ \Omega$)、容量の値 C とスイッチの時間窓 τ_2 をパラメータとして変化させた。等価時間サンプリングで波形合成して得られた出力 V_{out} (図 9) に対して立上り時間 t_{r10-90} から帯域 ω_{BW} を求めた。整定値から信号レベル S を得た (図 10)。このデータを集めて帯域一定下で SNR を最大にする τ_{1opt}, τ_{2opt} の関係を求めると式 (10) と一致した。

7. 結果の考察

以下、入力電圧 $0.1[V]$ 、温度 $T=300[K]$ 、信号源内部インピーダンスとスイッチオン抵抗の合成抵抗 $30[\Omega]$ のとき、SNR を最大にする条件 (式 (10)) のもとで議論する。

7.1 具体的なパラメータ値

ある帯域 f_{BW} をもつ S/H 回路を設計する際に SNR を最大にする RC 時定数 τ_{1opt} とスイッチング時間窓 τ_{2opt} の関係は、図 11 に示すように

$$\tau_{1opt}[s] = \frac{1}{3.33 \times f_{BW}[Hz]}$$

$$\tau_{2opt}[s] = \frac{1}{2.12 \times f_{BW}[Hz]}$$

で与えられる。このときの容量 C の値は

$$C[F] = \frac{1}{100 \times f_{BW}[Hz]}$$

で与えられる (図 12)。最大 SNR は図 13 のようになり、これがこの構成の S/H 回路の SNR 理論限界値

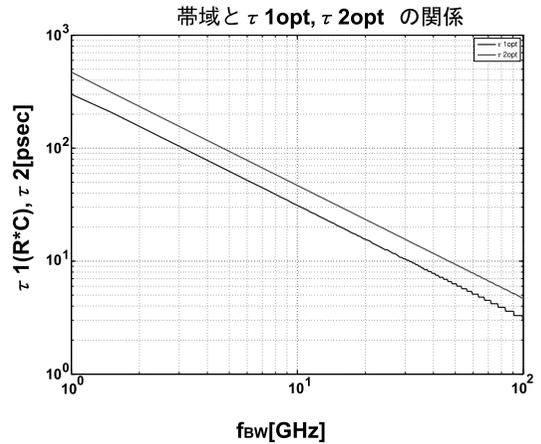


図 11 帯域 f_{BW} と SNR を最大にする τ_{1opt}, τ_{2opt}
 Fig. 11 f_{BW} vs. τ_{1opt}, τ_{2opt} .

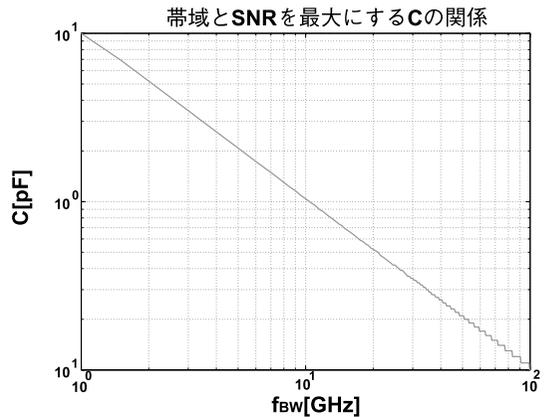


図 12 帯域 f_{BW} と SNR を最大にする容量 C の大きさ
 Fig. 12 f_{BW} vs. hold capacitor C .

入力電圧 $0.1[V]$ 、 $T=300[K]$ のときの帯域と最大 SNR の関係

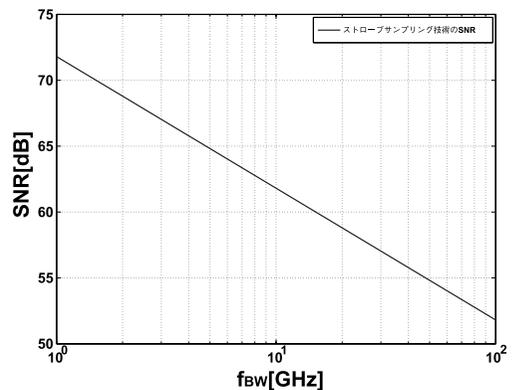


図 13 S/H 回路の帯域と最大 SNR
 Fig. 13 Bandwidth vs. maximum SNR in S/H circuit.

表 1 一定帯域で最大 SNR を実現するパラメータ値 .
Table 1 Parameter values to maximize SNR while keeping the bandwidth.

設定帯域 [GHz]	SNR[dB]	τ_{1opt} [ps]	τ_{2opt} [ps]	最適 C[pF]
1	71.8	300	450	10.0
5	64.8	62	94	2.08
10	61.8	31	47	1.04
50	54.8	6	9	0.21
100	51.8	3	5	0.10

表 2 設定帯域を実現するための τ_1, τ_2 . $\tau_{1\infty}$ はトラック
ホールド回路での τ_1 を示し, $\tau_{2\infty}$ はインパルスサ
ンプリング回路での τ_2 を示す .

Table 2 τ_1, τ_2 values to realize the given bandwidth.
 $\tau_{1\infty}$ is the value of τ_1 in a track/hold circuit,
while $\tau_{2\infty}$ is the value of τ_2 in an impulse
sampling circuit.

設定帯域 [GHz]	$\tau_{1\infty}$ [ps]	$\tau_{2\infty}$ [ps]	τ_{1opt} [ps]	τ_{2opt} [ps]
1	160	443	300	450
5	32	89	62	94
10	16	44	31	47
30	14.8	5.3	10	16
50	3	8.9	6	9
100	1.6	4.4	3	5

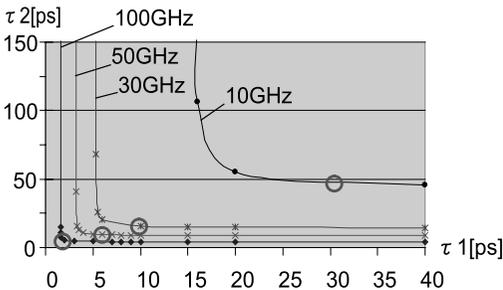


図 14 帯域 10 GHz, 30 GHz, 50 GHz, 100 GHz を実現
する τ_1, τ_2 (実線で示す), 及び帯域一定下で
SNR を最大にする τ_{1opt}, τ_{2opt} (示す)

Fig. 14 Relationships between τ_1, τ_2 to realize the
bandwidth of 10 GHz, 30 GHz, 50 GHz,
100 GHz which are indicated by lines, and
also those of τ_{1opt}, τ_{2opt} to maximize SNR
which are indicated by circles.

となる . 表 1 に帯域と最適値の例を示す . これらはある帯域をもつ S/H 回路で最大 SNR をとるように設計する場合のパラメータ値設計指標となる .

図 14 に帯域 10 GHz, 30 GHz, 50 GHz, 100 GHz を実現する τ_1, τ_2 (実線で示す), 及び帯域一定下で SNR を最大にする τ_{1opt}, τ_{2opt} を示す . 表 2 にトラックホールド回路での τ_1 , インパルスサンプリング回路での τ_2 及び SNR を最大にするときの τ_{1opt}, τ_{2opt} の値を示す .

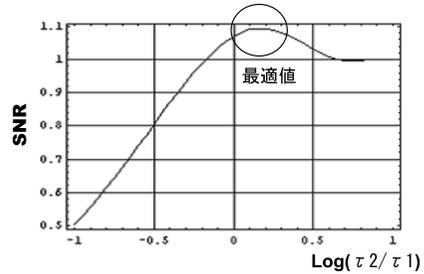


図 15 S/H 回路での τ_1, τ_2 の比と正規化した SNR
Fig. 15 Normalized SNR vs. $\log(\tau_2/\tau_1)$ in S/H
circuit.

7.2 エネルギーの観点からの τ_{1opt}, τ_{2opt}

以下に示すように帯域一定下で SNR を最大にする τ_{1opt}, τ_{2opt} はホールド容量に保持されるエネルギーを最大にする .

$$SNR = 10 \log \left[\frac{V_{out}^2}{N_{rms}^2} \right] = 10 \log \left[\frac{V_{out}^2}{\frac{k_B T}{C}} \right]$$

$$= 10 \log \left[\frac{1}{2} C V_{out}^2 \right] - 10 \log \left[\frac{1}{2} k_B T \right] \text{ [dB].}$$

$\frac{1}{2} C V_{out}^2$ の部分は容量に蓄積されるエネルギー, $10 \log \left[\frac{1}{2} k_B T \right]$ の部分は定数であるから, SNR を最大とすることと, 容量保持エネルギーを最大にすることは等価である .

7.3 ストローブサンプリングの提案

図 15 に数値計算で求めた τ_2/τ_1 と正規化した SNR の関係を示す . 広帯域サンプリングオシロスコープで用いられているインパルスサンプリング ($\tau_2/\tau_1 \ll 1$) のときは SNR が劣化していることが分かる . また広帯域化に伴い極短パルスを生成するのも技術的に難しいので少しでもその要求を緩和したい . また, 前述のようにトラックホールド回路はトラック時に信号源からホールド容量が見えてしまうため反射が問題となる . そこで $\tau_1 \approx 1.5\tau_2$ で広帯域・高ダイナミックレンジ S/H 回路を実現することを提案する (ストローブサンプリング回路) . ストローブサンプリングはインパルスサンプリングとトラックホールドの中間に位置し, 両者の問題を改善した方式になる .

8. む す び

この論文ではサンプリング回路の帯域幅と熱雑音とステップ応答を用い SNR の関係式を導出し, 帯域一定の条件下で最大 SNR を得る新サンプリング技術「ストローブサンプリング技術」を提案した . このス

トロブサンプリング技術はインパルスサンプリングとトラックホールドとの中間に位置し、SNR はインパルスサンプリング回路より大幅に改善され、トラックホールド回路と同等以上である。

更なる広帯域 S/H 回路を実現するには、従来からサンプリングオシロスコープで用いられてきたインパルスサンプリング回路ではノイズが大きくなる問題があり、またひずみとインピーダンス整合の問題からトラックホールド回路は適さず、その中間が適するであろうという筆者の一人（小林謙介）の長年のサンプリング技術分野での経験をここでの理論解析が支持している結果になっている。

謝辞 有意義な御討論を頂きました小室貴紀氏、酒寄寛氏に謝意を表します。

文 献

- [1] 小林謙介, “高速波形計測のための等価時間サンプリング技術,” 計測と制御ミニ特集, vol.41, no.4, pp.256–261, April 2002.
- [2] M. Kimura, K. Kobayashi, and H. Kobayashi, “A quasi-coherent sampling method for wideband data acquisition,” IEICE Trans. Fundamentals, vol.E85-A, no.4, pp.757–763, April 2002.
- [3] M. Kimura, A. Minegishi, K. Kobayashi, and H. Kobayashi, “A new coherent sampling system with a triggered time interpolation,” IEICE Trans. Fundamentals, vol.E84-A, no.3, pp.713–719, March 2001.
- [4] 電気学会電磁波雑音のタイムドメイン計測技術調査専門委員会 (編), 電磁波雑音のタイムドメイン計測技術, p.40, コロナ社, 1995.
- [5] T. Komuro, N. Hayasaka, H. Kobayashi, and H. Sakayori, “A practical analog BIST cooperated with an LSI tester,” IEICE Trans. Fundamentals, vol.E89-A, no.2, pp.465–468, Feb. 2006.
- [6] 小室貴紀, 小林春夫, 酒寄 寛, 光野正志, “ミックスド・シグナル LSI テスタ技術の基礎 (前編),” Design Wave Magazine, pp.108–117, June 2005.
- [7] M. Kahrs, “50 years of RF and microwave sampling,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.51, no.6, pp.1787–1805, 2003.
- [8] E.K. Miller (ed.), Time-Domain Measurements in Electromagnetics, Van Nostrand Reinhold, 1986.
- [9] H. Kobayashi, K. Kobayashi, M. Morimura, Y. Onaya, Y. Takahashi, K. Enomoto, and H. Kogure, “Sampling jitter and finite aperture time effects in wideband data acquisition systems,” IEICE Trans. Fundamentals, vol.E85-A, no.2, pp.335–346, Feb. 2002.

(平成 19 年 4 月 6 日受付)



上森 将文

2005 群馬大・工・電気電子卒 (首席). 2007 同大大学院修士課程了. 同年 栃木富士通テン入社. アナログ回路設計に関心をもつ.



小林 謙介

1971 東大・工・電子卒. 同年岩崎通信機 (株) 入社. 1993 (株) テラテックを経て 2001 LeCroy Corp. に入社. この間広帯域サンプリング・オシロスコープの研究開発に従事. 現在技術コンサルタント.



光野 正志 (学生員)

2003 群馬大・工・電気電子卒. 2005 同大大学院修士課程了. 現在同大学院博士課程在学中. アナログ集積回路, スイッチング電源, MEMS 技術, 計測制御技術に関心をもつ. 電気学会, エレクトロニクス実装学会, IEEE 各学生員. 2003 電気学会学術奨励賞受賞.



清水 一也

2006 群馬大・工・電気電子卒. 現在同大学院修士課程在学中. アナログ集積回路, AD 変換回路に関心をもつ.



小林 春夫 (正員)

1980 東大・工・計数卒. 1982 同大大学院修士課程了. 同年横河電機製作所入社. 1989 米国カルフォルニア大学ロサンゼルス校 (UCLA) 電気工学科修士課程了. 1997 群馬大学助教授, 2002 同教授. ミックスド・シグナル集積回路設計, 信号処理アルゴリズムに関心をもつ. 2003 横山科学技術賞受賞. IEEE 会員. 工博 (早稲田大学).



戸張 勉

1980 東京理科大・理・物理卒. 1984 同大大学院修士課程了. 同年岩崎通信機 (株) 入社. オシロスコープ用高速 CRT, 高速 AD/DA 変換器, 電源回路等の研究開発に従事.