

# 高精度周波数安定度測定器の開発

Development of Precise Frequency Stability Measurement Set

望月 健 Ken Mochizuki, 内野政治 Masaharu Uchino, 森川容雄 Takao Morikawa, 須藤広志 Hiroshi Suto,  
滝沢正則 Masanori Takizawa, 待鳥誠範 Shigenori Mattori

[要 旨] 周波数安定度が  $10^{-15}$  台の原子発振器を評価できる周波数安定度測定器 SD5M01A を開発した。64M sample/s, 14 bit の A/D 変換器で標準化された 250 MHz 以下の正弦波の位相変動量を FPGA(Field Programmable Gate Array)で高速演算する新しい構成により、測定器の高精度化と小型化の両立を図った。その結果 10 MHz の正弦波信号に対する測定器ノイズフロアは測定帯域幅 5 Hz で  $\sigma_y(\tau) \leq 2 \times 10^{-14}/\tau$  であり、商用水素メーザ原子周波数標準器を評価するに十分な精度を得た。測定器本体は寸法 231 × 108 × 300 mm, 重量 5 kg 以下とコンパクトで可搬性に優れる。また、外部デュアルミキサを使用して 1 GHz までの動作を検証した。

[Summary] Anritsu has developed the SD5M01A and SD5V01A Frequency Stability Measurement Sets for evaluating an atomic oscillator with a frequency stability level of  $10^{-15}$ . The main advantage of the SD5M01A is that the system noise floor for a nominal frequency lower than 250 MHz is  $\sigma_y(\tau) \leq 2 \times 10^{-14}/\tau$ , which is sufficient to evaluate a commercial hydrogen maser oscillator, even though the measurement set is very compact (231 × 108 × 300 mm,  $\leq 5$  kg). The SD5V01A, consists of the SD5M01A and the newly developed external dual mixer, evaluates a nominal frequency of lower than 1 GHz.

## 1 まえがき

ルビジウム(Rb), セシウム(Cs)または水素原子(H)を用いた原子発振器は、国家時刻標準, GPS, デジタル通信同期網などさまざまな産業分野に用いられている<sup>1)</sup>。発振器の中長期に渡る周波数変動特性は周波数安定度と呼ばれ、平均時間  $\tau$  をパラメータとするアラン標準偏差  $\sigma_y(\tau)$  によって評価されることが多い<sup>1)~3)</sup>。 $\sigma_y(\tau)$  が低いほど優れた安定度を意味し、一般的な商用原子発振器の  $\sigma_y(1000s)$  は Rb 発振器で  $10^{-13}$  台, Cs 発振器で  $10^{-14}$  台, 水素メーザ(HM)発振器で  $10^{-15}$  台になる<sup>1)</sup>。

アンリツは以前から HM 原子周波数標準器を製品化している。これら標準器の  $\sigma_y(\tau)$  を正確に測定するには、通常、測定対象の 10 倍程度の精度をもつ測定器が要求される。例えば HM 原子周波数標準器を評価する場合、測定器には  $\tau = 1000s$  で  $10^{-16}$  台の測定精度が必要になる。周波数測定器として代表的な周波数カウンタを使用した場合、例えば 100 MHz の周期信号を 1000s 間測定しても  $10^{-11}$  の周波数偏差しか測れないことからわかるように、 $10^{-16}$  台の精度を実現することは非常に困難である。このため高精度の周波数計測では、ローカル発振器と 1 対のミキサによって被測定信号と基準信号をダウンコンバートし、これらの IF 信号間の位相差変動を検出する DM(Dual Mixer)法<sup>4), 5)</sup> が広く使用されている。



図1 SD5M01A 本体外観  
External view of SD5M01A (231(W) × 108(H) × 300(D) mm,  $\leq 5$  kg)

筆者らは周波数標準器を評価する上で DM 法を始め、いくつかの方式を試行してきた。その過程で、位相検出回路にデジタル信号処理技術を用いた独自の周波数安定度測定法を考案した<sup>6)</sup>。さらに近年では 250 MHz 以下の測定信号に対しては DM 法を使用せずに、数 10 M sample/s の高速 A/D 変換器と FPGA による高速演算回路によって位相差変動を直接検出する手法を確立した。この結果、測定器は環境温度に対して鋭敏さを持つアナログ部品が大幅に少なくなり、測定の高精度化や再現性が向上するだけでなく測定器本体の小型化が可能となった。今回、この高い有用性から社内試験用のみならず外販用として周波数安定度測定器 SD5M01A を新規開発した。図1に本体外観を示す。

## 2 基本構成・測定原理

### 2.1 基本構成

本器の基本構成を図 2 に示す。本器には公称周波数  $f_0$  の正弦波電圧を出力する被測定発振器のほか、公称周波数が同じ  $f_0$  である基準発振器が接続される必要がある。これらの発振器から出力された正弦波電圧はそれぞれ RF トランスによって交流結合された後に 14 bit A/D 変換器によって 64M sample/s で標本化される。使用した A/D 変換器のアナログ入力帯域が 250 MHz であるため  $f_0$  の上限は 250 MHz である。FPGA 内では標本信号系列  $r(n)$ ,  $s(n)$  ( $n=1, 2, 3, \dots$ ) 間の位相差が算出され、低データレートに変換された後に PC に転送される。PC では位相差系列から測定帯域となる低周波成分が抽出された後、アラン標準偏差  $\sigma_y(\tau)$  が計算される。なお、2 つの A/D 変換器には共通の水晶発振器 (XO) が標本クロックに使用されるため、XO 自体の周波数変動は位相差算出時に相殺されて測定値に影響を与えない。

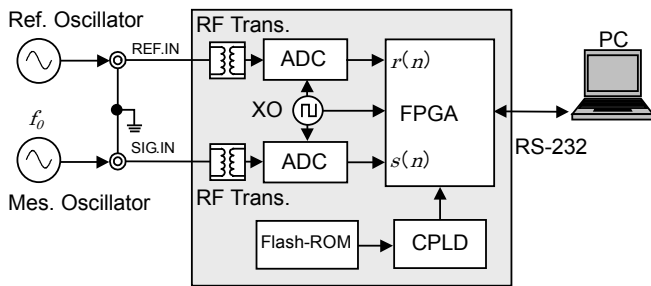


図 2 SD5M01A ブロック図  
Block diagram of SD5M01A

### 2.2 測定原理

図 3 に位相差を算出するデジタル信号処理のブロックダイアグラムを示す。デジタル信号処理は主に FPGA で実行され、一部が PC 側プロセッサで実行される。入力信号系列  $r(n)$ ,  $s(n)$  はそれぞれハイパスフィルタ (HPF) によって直流成分を除去された後、ヒルベルト変換を使用した  $90^\circ$  直交分配器によって  $0^\circ$  と  $90^\circ$  の直交波に分配される。さらに図中のような乗算および加算処理を行うと  $r(n)$ ,  $s(n)$  系列間の位相差の直交成分  $I(n)$ ,  $Q(n)$  が得られる。

図 3 の Digital Phase Detector は、まず (1) 式によって区間  $[\pm\pi, -\pi]$  で定義される位相差の主値  $\theta(n)$  [rad] を求める。

$$\theta(n) = \tan^{-1} \left( \frac{Q(n)}{I(n)} \right) \quad (n = 1, 2, 3, \dots) \quad (1)$$

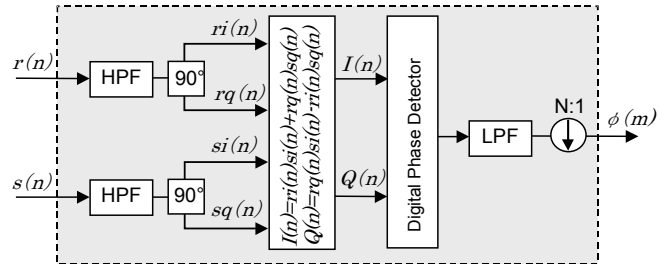


図 3 デジタル信号処理ブロック図  
Block diagram of digital signal processing

さらに、(2) 式の位相アンラップ処理により、 $\theta(n)$  の位相不連続点をつなぎ合わせて連続化した位相差  $\phi(n)$  [rad] を求める。

$$\phi(n) = \theta(n) + C(n) \quad (2)$$

$$C(n) = \begin{cases} C(n-1) - 2\pi & (\text{if } \theta(n) - \theta(n-1) > \pi) \\ C(n-1) + 2\pi & (\text{if } \theta(n) - \theta(n-1) < -\pi) \\ C(n-1) & (\text{otherwise}) \end{cases}$$

ここで  $C(0) = \theta(0) = 0$  である。位相アンラップは隣り合う  $\phi(n)$  の差分  $\phi(n) - \phi(n-1)$  が  $\pm\pi$  の範囲内であることを前提にしているため、基準信号および被測定信号間の周波数差 (周波数オフセット) の許容範囲は  $\phi(n)$  のサンプリング周期の制約を受ける。

周波数安定度は通常 DC から数 Hz までの低周波成分が測定帯域となるため、 $\phi(n)$  はカットオフ周波数  $f_b$  が測定帯域に設定されたローパスフィルタ (LPF) で処理された後、後段の演算量を減らすためにサンプルが  $1/N$  ( $N$  は正の整数) に間引かれる。間引き後の位相差系列を  $\phi(m)$  ( $m = n/N = 1, 2, 3, \dots$ )、そのサンプリング周期を  $\tau_0$  とすると、基準信号と被測定信号間の時間差系列  $x(m)$  [s] および周波数偏差系列  $y(m)$  は以下の関係式で表される。

$$x(m) = \frac{\phi(m)}{2\pi f_0}, \quad (m = 1, 2, 3, \dots) \quad (3)$$

$$y(m) = \frac{x(m+k) - x(m)}{k\tau_0}, \quad (k = 1, 2, 3, \dots) \quad (4)$$

ここで  $k\tau_0$  は時間差から周波数偏差を求める際の平均時間である。

有限時間内に測定された  $M$  サンプルの時間差系列  $x(m)$  ( $m = 1, 2, 3, \dots, M$ ) を用いて、平均時間  $\tau = k\tau_0$  ( $k = 1, 2, 3, \dots, (M-1)/2$ ) をパラメータとするアラン標準偏差  $\sigma_y(\tau)$  が推定できる。推定には一般に使用されている (5) 式を用いる<sup>1)</sup>。

$$\hat{\sigma}_y(\tau) = \hat{\sigma}_y(k\tau_0) = \sqrt{\frac{1}{2k^2\tau_0^2(M-2k)} \sum_{m=1}^{M-2k} [x(m+2k) - 2x(m+k) + x(m)]^2} \quad (5)$$

表 1 SD5M01A 仕様  
Specifications of SD5M01A

項目	仕様
入力信号周波数 $f_0$	5~250 MHz (基準と被測定信号間の周波数オフセットは $\pm 20$ ppm 以下)
適性入力信号レベル	基準, 被測定信号ともに +4~+7 dBm (AC 結合 50 $\Omega$ )
寸法・質量	231×108×300 mm, 5 kg 以下(本体のみ)
電源	AC100~240 V, 45~60 VA, 許容変動 $\pm 10\%$
動作温度範囲	+10°C~+35°C (温度変動 $\pm 2$ °C 以内を推奨)
測定帯域 $f_b$	100~0.005 Hz の範囲から選択
サンプリング周期 $\tau_0$	0.005~100s の範囲から選択
アラン標準偏差測定精度	$\sigma_y(\tau) \leq 2 \times 10^{-14}/\tau$ ( $\tau \leq 1000$ s) ( $f_0 = 10$ MHz, 入力レベル +7 dBm 周囲温度 25 $\pm 1$ °C)
PC 仕様	OS: Microsoft Windows 2000/XP CPU: Pentium IV, 1.7 GHz 以上推奨 Memory: 512 Mbyte 以上推奨 COM ポート: 115200 baud サポート
PC アプリケーション機能	グラフ表示機能 (時間差系列, 位相差系列, 周波数偏差系列, $\sigma_y(\tau)$ , $L(f)$ ) パラメータ設定機能 ファイル保存機能

### 3 製品開発の要点

本開発では以下の点に留意した。

#### (1) 標準出力周波数に対応

原子周波数標準器の標準的な出力周波数 5, 10, 100, 200 MHz に対応させるため, 測定周波数範囲を 5~250 MHz とする。さらに外付け DM オプションを用いて 1 GHz まで対応可能とする。

#### (2) 高精度・小型化

本器の特徴は本体が小型でかつ高精度なことである。測定精度は商用 HM 原子周波数標準器を評価するに十分な値とする。測定器本体を最小限のハードウェアにして筐体を小型化し, 本体制御および  $\sigma_y(\tau)$  等の計算を外部 PC で行う構成とする。

#### (3) PC アプリケーションによる監視機能の充実と測定データ拡張性

測定は通常数時間から数日間の長期に渡るため, PC アプリケーションソフトウェアによって  $\sigma_y(\tau)$  を始め, 位相差時系列  $\phi(m)$ , 周波数差時系列  $y(m)$ , および位相雑音スペクトル  $L(f)$  などの途中経過を測定中に監視できるようにする。また, 測定後には各測定データをテキストファイルで保存し, ユーザがユーザオリジナルまたは市販ソフトウェアを用いて解析できるようにする。

本器の主な仕様を表 1 に示す。

### 4 測定精度の評価

開発した測定器のノイズフロアを確認するため, 図 4 のように 1 台の信号発生器から出力した 10 MHz 正弦波信号を同相分配器によって 2 分配して測定器に入力した。このように同一信号を同相分配した場合, 使用する信号発生器の周波数変動に関わり無く測定器に入力される 2 つの信号間の位相差は常にゼロであるから, 図 3 において測定器から出力される位相差系列  $\phi(m)$  は測定器内部で発生する雑音成分で決定する。したがって, この  $\phi(m)$  から (3) および (5) 式を用いて算出された  $\sigma_y(\tau)$  は, 本器における  $\sigma_y(\tau)$  の測定限界すなわち測定器ノイズフロアを表している。

測定帯域  $f_b = 5$  Hz, サンプリング周期  $\tau_0 = 0.1$  s とした場合の測定器ノイズフロア測定例を図 5 に示す。 $\tau = 1000$ s 付近まで  $\sigma_y(\tau) \leq 2 \times 10^{-14}/\tau$  のノイズフロアが得られている。文献 (6) に示される DM

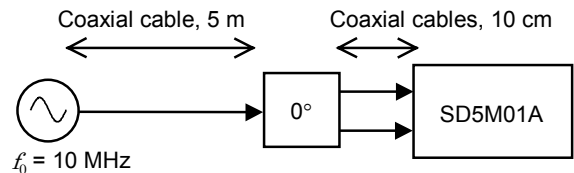


図 4 測定器ノイズフロアの評価構成  
Evaluation setup for system noise floor

法を用いた従来装置では,  $f_b = 5$  MHz におけるノイズフロアが  $\tau = 1, 10, 100, 1000$ s においてそれぞれ  $5.2 \times 10^{-14}, 1.6 \times 10^{-14}, 3.0 \times 10^{-15}, 3.6 \times 10^{-16}$  であることから, 本器のノイズフロアはこれよりも 2 倍以上優れている。また, 図 5 のように本器ではノイズフロア特性が  $1/\tau$  に比例した直線に近くなることから, 白色 FM 雑音<sup>1)</sup>の影響を受けていないことが分かる。このように本器のノイズフロア特性が著しく向上したのは, アナログミキサなど環境温度に対して鋭敏さを持つアナログ部品をなくした結果と思われる。本器のノイズフロアを決定する主要因は, A/D 変換器の量子化雑音およびアパーチャジッタ<sup>2)</sup>と思われる。

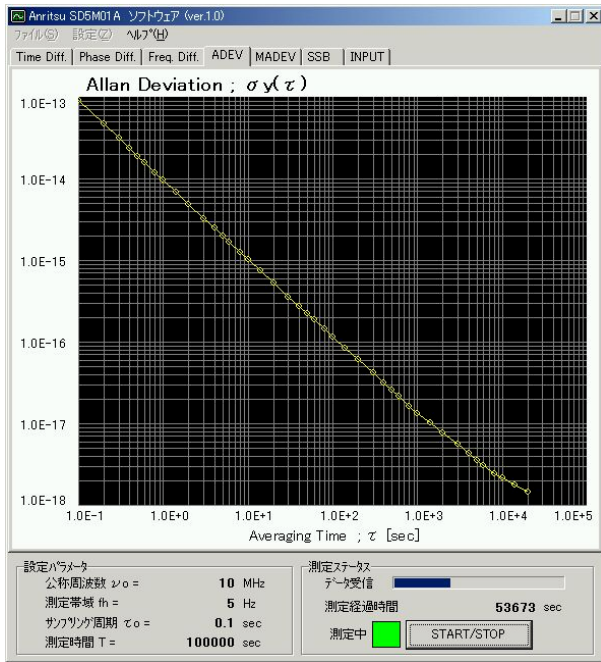


図5 SD5M01Aのノイズフロア測定例  
Example of measured noise floor of SD5M01A

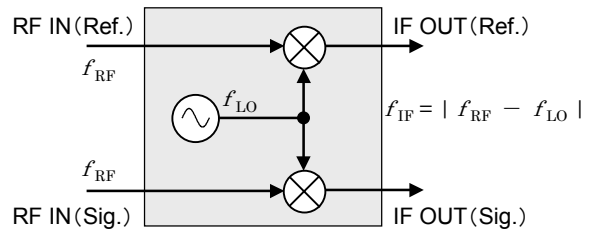


図6 DM部ブロック図  
Block diagram of dual mixer

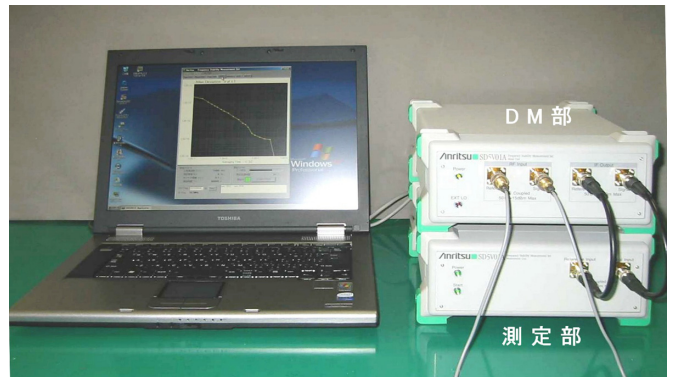


図7 1 GHz 対応 周波数安定度測定器 SD5V01A 外観  
External view of SD5V01A (Maximum input frequency = 1 GHz)

## 5 測定周波数の拡張

近年、光周波数標準の研究進展や通信の高周波化を背景として、より高い周波数での周波数安定度測定が望まれるようになってきた。一方、SD5M01Aで測定できる周波数の上限は前述の通り、A/D変換器のアナログ入力帯域によって250 MHzに制約される。この上限周波数を拡張するには、従来、周波数安定度測定に用いられてきたDM法の使用が有効である。すなわち図6のように、基準信号と被測定信号を同一のローカル発振信号によって各々ダウンコンバートして得られるIF信号の周波数安定度測定を行う手法である。各ミキサの駆動に同一のローカル発振信号を用いるため、このローカル発振信号が持つ位相変動は2つのIF信号に等しく含まれることになり、両者の位相差には影響を与えない。

今回は1.4 GHz(仕様上は1 GHz)までの入力に対して周波数安定度測定が可能なDM部の開発を行い、SD5M01Aと組み合わせさせたSD5V01Aの開発を行った。図7に示すように、SD5V01AはDM部および測定部(SD5M01A)からなる2つの筐体(DM部の筐体サイズはSD5M01Aと同じ)とPCから構成される。DM部は一對のミキサとローカル発振器を内蔵しており、測定周波数に応じてPCからローカル発振器の周波数を適切に設定できる。

4章で述べたように同一信号を同相分配した信号を用いてSD5V01Aのノイズフロア評価を行った。入力周波数1 GHz、500 MHzでのノイズフロア測定結果を図8に示す。両者はほぼ同様の

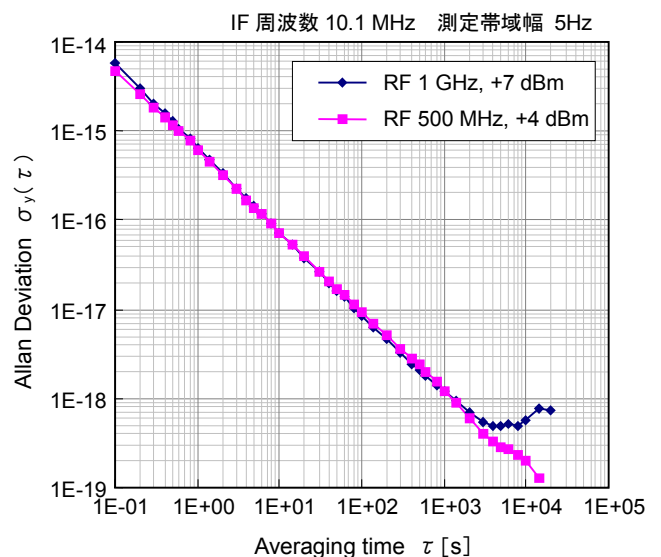


図8 SD5V01Aのノイズフロア測定例  
Example of SD5V01A measured noise floor

結果となった。測定帯域幅5 Hzの測定で2000s付近まで $\sigma_y(\tau) \leq 2 \times 10^{-15}/\sqrt{\tau}$ のノイズフロアが得られた。2000s(30分程度)以上では環境温度の変化などで測定結果にばらつきが見られた。これはDM部におけるAM-PM変換<sup>8)</sup>の影響と思われる。AM-PM変換は、ミキサを駆動するローカル発振信号の振幅変動がミキサ出力信号の位相変動に変換される現象であり、その変換係数はローカ

ル信号の平均電力や周波数あるいは周辺温度などに複雑に依存する。しかし、この測定結果のばらつきを考慮しても、本器は  $10^{-19}$  台のノイズフロアを達成し、実用上十分な測定精度を有している。

当初、デジタル信号処理技術を用いた周波数安定度測定器を開発した背景にはアナログ部分が持つ環境温度に対する鋭敏さを緩和する目的があったが、アナログ部分を DM 部のみに限定すれば、測定結果にばらつきが見られるものの、実用上は 1 GHz 程度の周波数まで測定精度の大きな劣化要因にはならないと言える。

## 6 むすび

開発した周波数安定度測定器 SD5M01A は、250 MHz までの入力周波数に対応し、商用 HM 原子周波数標準器を始め高精度発振器の周波数安定度を評価するに十分な測定精度を持つ ( $\sigma_y(\tau) \leq 2 \times 10^{-14}/\tau$ , 10 MHz 入力時)。さらに DM 法を用いて 1 GHz までの周波数に対応させた SD5V01A においても、 $2 \times 10^{-15}/\tau$  の優れたノイズフロアが得られることを確認した。

最後に、本開発の機会をいただきました情報通信研究機構 浜真一様、伊東宏之様、細川瑞彦様、花土ゆう子様、熊谷基弘様、藤枝美穂様、ほか関係者の皆様に深謝いたします。

## 参考文献

- 1) C. Audoin and B. Guinot: “The measurement of time”, Cambridge University Press (2001)
- 2) S. R. Stein: “Frequency and time—their measurement and characterization”, Chapter 12, Precision Frequency Control, vol. 2, Academic Press (1985)
- 3) F. L. Walls and D. W. Allan: “Measurements of frequency stability”, Proc. IEEE, vol.74, no.1 (1986.01)
- 4) G. Brida: “High resolution frequency stability measurement system”, Rev. Sci. Instrum., vol. 73, issue 5, pp.2171–2174 (2002.05)
- 5) R. Barillet, J. Y. Richard, J. Cermak and L. Sojdr: “Application of dual-mixer time-difference multiplication in accurate time-delay measurements”, in Proc. IEEE Int. Frequency Control Symp. and Exposition, pp.729–733 (2004.04)

- 6) 内野政治, 望月 健: “デジタル信号処理を使った周波数安定度測定方法”, 信学論(B), vol. J85–B, no.7, pp.1031–1041 (2002.07)
- 7) H. Kobayashi, K. Kobayashi, etc.: “Sampling Jitter and finite aperture time effects in wideband data acquisition systems”, IEICE Trans., Fundamentals, vol. E85–A, no.2, pp.335–346 (2002.02)
- 8) R. C. Chapman and J. B. Millard: “Intelligible crosstalk between frequency modulated carriers through AM-PM conversion”, IEEE Trans., Commun. Syst., vol. CS-12, no.2, pp.160–166 (1964.06)

## 執筆者



望月 健  
R&D 本部  
コアテクノロジーR&D センター  
ワイヤレス計測技術開発部



内野政治  
R&D 本部  
コアテクノロジーR&D センター  
ワイヤレス計測技術開発部



森川容雄  
R&D 本部  
コアテクノロジーR&D センター  
事業化推進部



須藤広志  
R&D 本部  
コアテクノロジーR&D センター  
事業化推進部



滝沢正則  
R&D 本部  
コアテクノロジーR&D センター  
事業化推進部



待鳥誠範  
R&D 本部  
コアテクノロジーR&D センター  
事業化推進部