



X帯レーダー用300W級 高出力GaN HEMT

X-band 300-W class High Power GaN HEMT Amplifier for Radar Applications

菊池 憲*
Ken Kikuchi

西原 信
Makoto Nishihara

山本 洋
Hiroshi Yamamoto

水野 慎也
Shinya Mizuno

八巻 史一
Fumikazu Yamaki

山本 高史
Takashi Yamamoto

GaN HEMTを用いたX帯高出力・広帯域内部整合型増幅器について報告する。X帯レーダー用増幅器の固体素子化に向けて、GaN HEMT増幅器の高出力化が期待されている。我々は14.4 mmのゲート幅を有するGaN HEMTを2つ用い、入力および出力側にそれぞれ2段のインピーダンス変換器を備えた内部整合型増幅器を開発した。今回開発した増幅器は、ドレイン電圧65 Vのパルス駆動で、8.5-10.0 GHzにおいて出力電力310 W、パワーゲイン10.0 dBを得た。また、9.0 GHzにおいて出力電力333 W、パワーゲイン10.2 dBを得た。この結果はこれまでにX帯で報告されているGaN HEMT増幅器において最高の出力電力である。

We have developed high-output power and broadband GaN high electron mobility transistor (HEMT) amplifiers for X-band applications. The device consists of 2 dice of 14.4-mm gate periphery together with 2-stage impedance transformers on the input and output sides. The device has exhibited saturated output power of 310 W with power gain of 10.0 dB over the wide frequency range of 8.5-10.0 GHz, operating at 65 V drain voltage under pulsed condition. The highest saturated output power has reached 333 W with power gain of 10.2 dB at 9.0 GHz. This is the highest output power GaN HEMT amplifiers ever reported for X-band.

キーワード：GaN HEMT、増幅器、X帯、レーダー、高出力

1. 緒言

近年、船舶監視や気象観測に用いるレーダー用増幅器への応用に向けて、X帯*1における窒化ガリウム高電子移動度トランジスタ (GaN HEMT) *2の開発が活発に進められている。小型のレーダーを市街地に多数配置することでゲリラ豪雨のような局所的な気象変動を検知できることから、特に気象観測用レーダーは今後の需要拡大が期待される分野である。

このようなレーダー用途において求められる出力電力は数kW～数十kWにも達するため、従来これらの用途には高出力動作が可能で安価な、マグネトロンやクライストロンといった真空管による素子が主に用いられてきた。しかしながら、これらの真空管素子は寿命による交換のサイクルが半年から1年と短く、運用コスト上昇の一因となることが指摘されている。また、真空管は原理的に信号の雑音が大きく、占有帯域幅が広いと、周波数が近い他の無線通信システムと干渉しやすいという問題がある。このような理由から、長期信頼性や雑音特性の面で優れた固体素子の高出力化によって、真空管を置き換えることが求められてきた。

GaN HEMTはGaNの優れた材料物性に起因して、これまで固体素子として用いられてきたガリウム砒素電界効果トランジスタ (GaAs FET) *3と比較して高出力・高利得動作が可能であり、レーダーのようなX帯高出力アプリケーションに

適した固体素子として注目されている。また、ユーザー側の設計における利便性の観点から、増幅器の広帯域化に対する要求も大きい。GaN HEMTは入出力インピーダンスが高いという特長を有しており、電力増幅器の高出力化とともに広帯域化も可能である。

当社では世界で初めて携帯電話基地局用GaN HEMTを製品化し、平成25年度に「第2回技術経営・イノベーション賞」において「文部科学大臣賞」を受賞した⁽¹⁾。また、これらの技術をベースとして⁽²⁾、GaN HEMTのさらなる市場拡大を目指してこれまでX帯高出力アプリケーション向けのGaN HEMT内部整合型増幅器*4の高出力・広帯域化に取り組んできた^{(3)~(4)}。本報告は、X帯レーダー用GaN HEMTにおける世界最高レベルでの出力電力と広帯域特性の両立に向けた我々の取り組みを紹介するものである。

2. GaN HEMT技術

2-1 材料物性

表1にマイクロ波の増幅器などに用いられる主要な半導体材料の物性値を示す。GaNはSiやGaAsと比較して2倍以上の飽和電子速度 (v_{sat}) と、Siの10倍、GaAsの7.5倍の絶縁破壊電界強度 (E_c) を有する。半導体を用いた高周波・高出力増幅器の性能を比較する指標として、Johnson指数がよ

く用いられる。Johnson指数は飽和電子速度と絶縁破壊電圧を用いて、 $V_{\text{sat}} \cdot E_c / 2\pi$ で表される。Johnson指数で比較すると、GaInはSiと比較して27倍、GaAsと比較しても約15倍と圧倒的な優位性を有している。

表1 主要な半導体材料物性一覧

	Si	GaAs	SiC	GaN
バンドギャップ (eV)	1.1	1.4	3.2	3.4
飽和電子速度 ($\times 10^7$ cm/s)	1.0	1.3	2.0	2.7
絶縁破壊電界強度 (MV/cm)	0.3	0.4	3.0	3.0
電子移動度 ($\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$)	1300	6000	600	1500
熱伝導率 ($\text{W}/\text{cm}\cdot\text{K}$)	1.5	0.5	4.9	1.5
Siを1としたときのJohnson指数	1.0	1.7	20	27

2-2 GaN HEMT構造

熱伝導性に優れた半絶縁性SiC基板にGaN HEMTを形成することで、良好な放熱特性を実現できる。またAlGaIn/GaNヘテロ接合と、GaNの結晶構造に由来した自発分極とピエゾ分極により、 $1 \times 10^{13} \text{cm}^{-2}$ 以上の高濃度の二次元電子ガスを発生でき、GaAsを用いたデバイスと比較して10倍の高出力化も実現可能である。ゲート長はX帯レーダー用増幅器として十分な利得が得られる最適値に設定した。

作製したGaN HEMTのドレイン電流-ドレイン電圧 ($I_{\text{ds}}-V_{\text{ds}}$) 特性を図1に示す。 $V_{\text{gs}} = +2.0$ Vにおける飽和ドレイン電流は1.1 A/mmが得られた。また、ピンチオフ状態における3端子耐圧 BV_{dsx} は290 Vが得られた。我々は以前の報告において、RF動作時のドレイン-ソース間の電圧が最大で動作電圧の3倍以上に達する解析結果を報告しているが⁽⁵⁾、

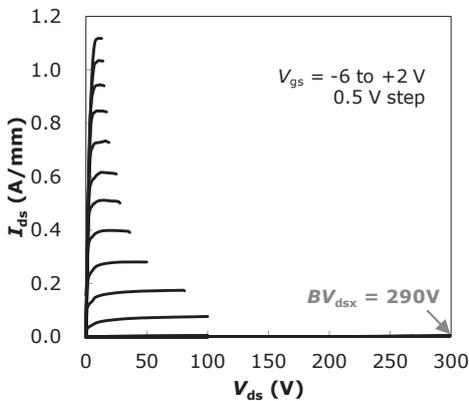


図1 作製したGaN HEMTの $I_{\text{ds}}-V_{\text{ds}}$ 特性

今回得られた3端子耐圧は65 Vの動作電圧に対しても4倍以上となっており、十分に高い破壊耐圧を有している。

3. 広帯域化の検討

3-1 帯域の制限要因

X帯でレーダーに用いられる全帯域をカバーするため、設計する増幅器の帯域は8.5-10.0 GHzを目標とした。この帯域から計算される比帯域は0.16となる。

トランジスタの出力側における真性部分の等価回路と整合回路の模式図を図2に示す。トランジスタの出力側は出力容量 C_{ds} とドレイン-ソース間抵抗 R_{ds} が並列接続されたモデルで表される。広帯域増幅器を開発する際、その帯域を制限する要因としては、トランジスタの出力容量 C_{ds} を含めたインピーダンスによって決まるQ値と、GaN HEMTチップ端のインピーダンスから50 Ω にインピーダンス変換する変換比という2つのパラメータの存在が指摘されている⁽⁶⁾。1つめのQ値は、任意の負荷に対して無損失整合回路を用いてインピーダンス整合を行う場合についてFanoが理論的な解析を行っている⁽⁷⁾。Q値はトランジスタの構造や作製方法によって決まるパラメータである。一方、2つめのインピーダンス変換比は、任意の段数のインピーダンス変換器を用いた場合について、その変換比と比帯域との関係をMatthaeiが報告している⁽⁸⁾。特に高出力・広帯域内部整合型増幅器では、所定のパッケージサイズにチップと整合回路を収めるために、変換器の段数の制約を受ける。なお、インピーダンス変換比 r は、50 Ω をチップの出力インピーダンス Z_{out} で除した値で定義される。

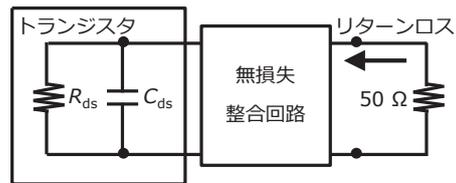


図2 トランジスタの出力側における真性部分の等価回路と整合回路の模式図

3-2 Q値の検討

はじめに、作製したGaN HEMTにおけるQ値の検討について述べる。Fanoの理論によれば、トランジスタのQ値によって制限される比帯域 BW_{Fano} は下記の制限式によって得られる。この式は、無限の段数の無損失整合回路で構成された場合の比帯域幅の上限値を規定するものであり、理論的な絶対帯域幅として用いられる。

$$BW_{\text{Fano}} = \frac{-\pi}{Q \times \ln(|\Gamma|)} \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$Q = \omega_c R_{\text{ds}} C_{\text{ds}} \quad \dots\dots\dots (2)$$

ここで、 Q ： Q 値、 Γ ：反射係数、 ω_c ：中心角周波数である。(1)式は帯域の全範囲にわたって一定の反射係数が得られる比帯域を示している。

図3に Q 値とFanoの制限式により得られる比帯域 BW_{Fano} との関係を示す。今回は整合回路の現実的なリターンロスからVSWRを1.5と設定し、それから得られる反射係数に対して Q 値と BW_{Fano} との関係を計算した。図3から明らかのように、目標の比帯域0.16以上を得るためには、 Q 値は12.3以下に抑えなければならない。

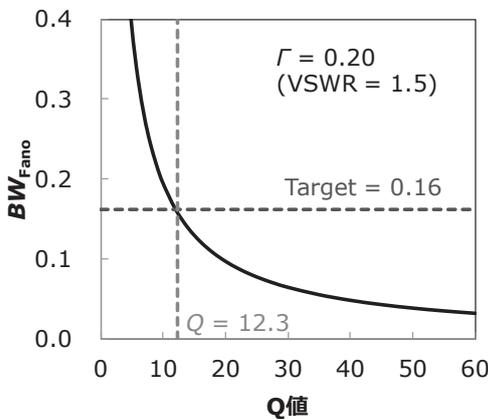


図3 Q 値と比帯域との関係

3-3 インピーダンス変換比の検討

次に、作製したGaN HEMTにおけるインピーダンス変換比の検討について述べる。ここでは、チェビシェフ型インピーダンス変換器を用いた場合に、その変換比によって決まる比帯域を BW_{Zout} とした。図4にインピーダンス変換比と比帯域 BW_{Zout} との関係を、変換器の段数が1段あるいは2段の場合について示す。図4から分かるように、インピーダンス変換器を1段で構成した場合、目標の比帯域0.16以上を得るためには変換比 r は21.3以下に抑えなければならない。一方、変換器の段数を2段とした場合、現実的な変換比の範囲において得られる比帯域は常に目標を上回っている。これは、帯域の制限要因として Q 値のみを考慮すれば良いことを意味している。

表2に作製したGaN HEMTチップのパラメータを示す。 Q 値は測定したSパラメータ^{*5}のフィッティングにより得られる等価回路パラメータから、 Z_{out} はロードプル測定^{*6}に

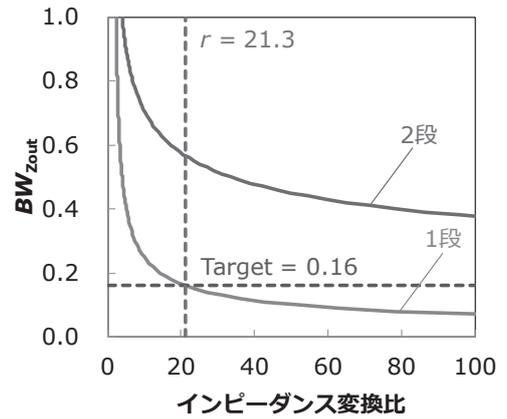


図4 インピーダンス変換比と比帯域との関係

表2 作製したGaN HEMTのパラメータ

R_{ds} (Ω)	C_{ds} (pF)	Q	Z_{out} (Ω)	r
23.8	8.9	12.2	0.69	72.8

おける最適インピーダンスから求めた。測定はいずれも $W_{\text{gt}} = 0.9$ mmのユニットセルを用いて評価しており、得られた値を増幅器の全ゲート幅(28.8 mm)に変換している。 Q 値については目標の比帯域を得るために必要な12.3以下の条件を満たしている。一方、インピーダンス変換比については、得られた値72.8が1段の場合に求められる21.3以下の条件を満足しないことから、整合回路の設計は2段のインピーダンス変換器で行うこととした。

4. 整合回路の設計

図5に作製した内部整合型増幅器の写真を示す。GaN HEMTチップは $W_{\text{gu}} = 150$ μm 、 $W_{\text{gt}} = 14.4$ mmで構成され、ダイサイズは5.38 mm \times 0.76 mmである。パッケージはセラミック-メタルパッケージを用いており、その大きさは標準的な24.0 mm \times 17.4 mmとした。また、入出力端はいずれも50 Ω に整合している。

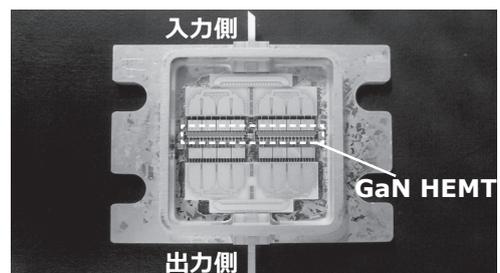


図5 作製した内部整合型増幅器の写真

図6に整合回路の模式図を示す。増幅器は2つのGaN HEMTチップと、入出力それぞれ2段のインピーダンス変換器からなる整合回路で構成される。出力側整合回路は、ロードプル測定から得られた出力最適インピーダンスを与えるように設計し、上述の標準パッケージサイズに収まるようにレイアウトを検討した。なお、整合回路は基本波のみを考慮しており、高調波については特に制御していない。

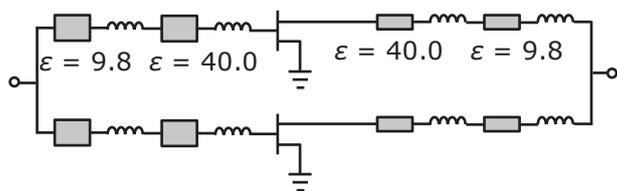


図6 整合回路の模式図

5. RF特性の評価結果

図7に飽和出力電力と線形利得のドレイン電圧依存性を示す。測定はパルス駆動で行い、周波数は9.0 GHz、パルス条件はパルス幅100 μsec、デューティ10%とした。出力電力と線形利得はいずれもドレイン電圧の上昇に伴って増大し、 $V_{ds} = 65$ Vで最大となった⁽⁹⁾。

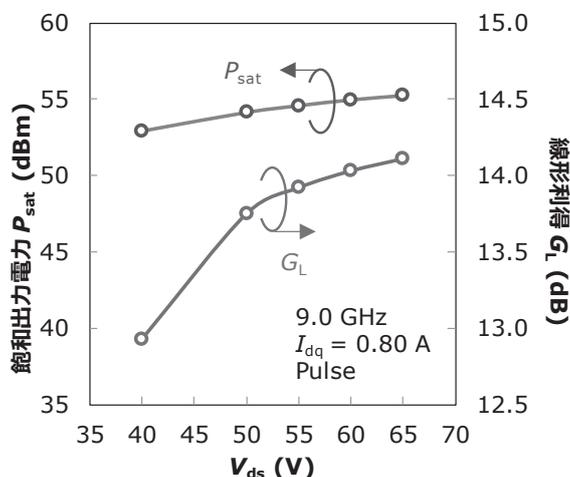


図7 飽和出力電力と線形利得のドレイン電圧依存性

図8にドレイン電圧を65 Vに固定した場合のパルス駆動での入出力特性を示す。周波数およびパルス条件は図7の測定条件と同一とした。このとき、飽和出力電力55.2 dBm (333 W)、パワーゲイン10.2 dB、電力付加効率 (Power Added Efficiency : PAE) 37%が得られた⁽¹⁰⁾。

図9に目標の帯域における飽和出力電力およびパワーゲインの周波数依存性を示す。ドレイン電圧は飽和出力電力および線形利得の最大値が得られた65 Vに固定し、パルス駆動で測定した。パルス条件は上述の測定条件と同一とした。目標とした帯域の全範囲にわたり、54.9 dBm (310 W) 以上の飽和出力電力と10.0 dB以上のパワーゲインが得られており、9.3 GHzを中心に0.16の比帯域を確保できることが示された⁽⁹⁾。

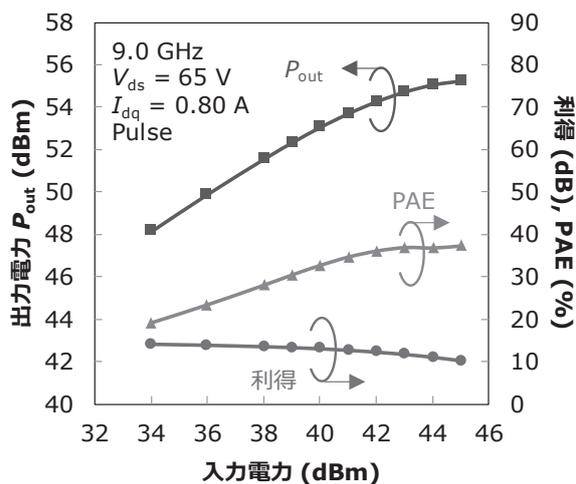


図8 増幅器の入出力特性

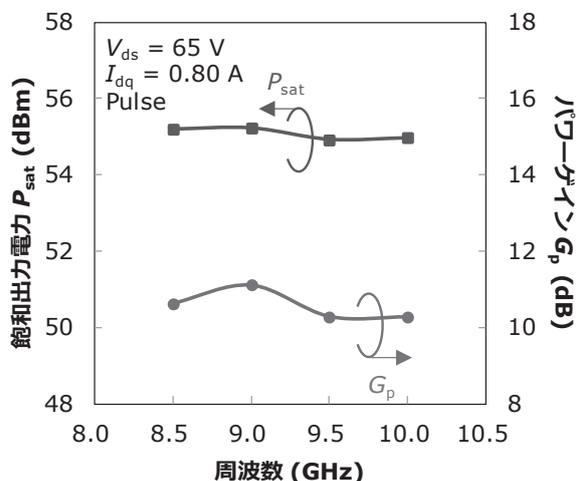


図9 飽和出力電力とパワーゲインの周波数依存性

表3に今回開発したGaN HEMT内部整合型増幅器の評価結果をまとめる。開発したGaN HEMT内部整合型増幅器は、8.5-10.0 GHzにおいて310 Wの出力電力と10.0 dBのパワーゲインを得た。また、9.0 GHzにおいて最高の飽和出力電力333 Wとパワーゲイン10.2 dBを得た。この結果

は、これまでにX帯で報告されているGaN HEMT増幅器において最高の出力電力を示したものである。

表3 GaN HEMT内部整合型増幅器の評価結果

項目	特性
ドレイン電圧 V_{ds}	65 V
パルス幅	100 μ sec
デューティ	10%
周波数(帯域全体)	8.5-10.0 GHz
飽和出力電力 P_{sat}	54.9 dBm (310 W)
パワーゲイン G_p	10.0 dB
周波数 (P_{sat} 最大)	9.0 GHz
飽和出力電力 P_{sat}	55.2 dBm (333 W)
パワーゲイン G_p	10.2 dB
電力付加効率 PAE	37%

6. 結 言

今後、さらなる普及と発展が期待される船舶監視や気象観測用レーダーでは、増幅器の固体素子化による長期信頼性の向上、および装置の小型化への期待が高まっている。本論文では、GaN HEMTの高出力・広帯域化に注目し、X帯において最高レベルの出力電力と広帯域特性を両立するGaN HEMT内部整合型増幅器を開発した。これらの結果は、レーダーをはじめとするX帯高出力アプリケーションにおける当社のGaN HEMTの優位性を示すものである。当社では今後も高周波・高出力増幅器への要求に応えるべく、GaN HEMTの技術開発・製品開発を進めていく。

用語集

※1 X帯

マイクロ波の周波数による分類において、8-12 GHzの帯域を指す。波長が短くアンテナの小型化が可能であることから各種レーダーに割り当てられており、他にも衛星や各種無線通信に用いられている。このうち、船舶監視あるいは気象観測用レーダーは、8.5-10.0 GHzの帯域でおおよそカバーされている。

※2 HEMT

High Electron Mobility Transistor：半導体接合界面に誘起される2次元電子を利用したトランジスタ。不純物散乱の影響の少ない高電子濃度のチャンネルが形成できる。

※3 GaAs FET

Gallium Arsenide Field Effect Transistor：素材にガリウム砒素を用いた電界効果型トランジスタ。シリコンに比べ、

電子が5倍近いスピードで移動できることから、マイクロ波など高周波増幅用途に適している。

※4 内部整合型増幅器

トランジスタとともに整合回路用の基板をパッケージ内に実装し、互いにワイヤーで結線した高周波増幅用デバイス。基板の素材や形状およびワイヤーの長さは、トランジスタや周波数に合わせて適切に調整される。

※5 Sパラメータ

高周波電子回路や電子部品の特性を表すために用いられる回路網パラメータの一種で、回路網の透過・反射電力の強度と位相により表現される。

※6 ロードプル

大信号特性の評価方法の1つ。チューナーと呼ばれるインピーダンス可変装置を用いて、インピーダンス整合条件を変えながら特性を評価するもの。

参 考 文 献

- (1) URL http://www.sei.co.jp/news/press/14/prs010_s.html
- (2) 井上和孝、佐野征吾、籠野泰範、八巻史一、蛸原要、宇井範彦、川野明弘、出口博昭、「携帯電話基地局用窒化ガリウム電力増幅器 (GaN HEMT) の開発」、SEI テクニカルレビュー第177号、pp.97-102 (July 2010)
- (3) T. Yamamoto, E. Mitani, K. Inoue, M. Nishi, and S. Sano, "A 9.5-10.5GHz 60W AlGaIn/GaN HEMT for X-band High Power Application," Proc. Eur. Microw. Integr. Circuits Conf., pp. 173-175, Munich, Germany (October 2007)
- (4) M. Nishihara, T. Yamamoto, S. Mizuno, S. Sano, and Y. Hasegawa, "X-band 200W AlGaIn/GaN HEMT for high power application," Proc. Eur. Microw. Integr. Circuits Conf., pp. 65-68, Manchester, UK (October 2011)
- (5) F. Yamaki, K. Inoue, M. Nishi, H. Haematsu, N. Ui, K. Ebihara, A. Nitta, and S. Sano, "Ruggedness and Reliability of GaN HEMT," Proc. Eur. Microw. Integr. Circuits Conf., pp. 328-331, Manchester, UK (October 2011)
- (6) S. Mizuno, F. Yamada, H. Yamamoto, M. Nishihara, T. Yamamoto, and S. Sano, "A 5.9-8.5GHz 20 Watts GaN HEMT," Proc. Asia-Pacific Microwave Conf., pp. 123-126, Yokohama, Japan (December 2010)
- (7) R. M. Fano, "Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedance," J. of Franklin Inst., vol. 249, pp. 57-84 and pp. 139-154 (Jan.-Feb. 1950)
- (8) G. L. Matthaei, "Tables of Chebyshev impedance-transforming networks of low-pass filter form," Proceedings of IEEE, pp. 939-963 (December 1964)
- (9) K. Kikuchi, M. Nishihara, H. Yamamoto, S. Mizuno, F. Yamaki and T. Yamamoto, "A 65 V operation high power X-band GaN HEMT amplifier," Proc. Asia-Pacific Microwave Conf., pp. 585-587, Sendai, Japan (November 2014)
- (10) K. Kikuchi, M. Nishihara, H. Yamamoto, S. Mizuno, F. Yamaki, T. Yamamoto and S. Sano, "An 8.5-10.0 GHz 310 W GaN HEMT for Radar Applications," IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 1-4, Tampa, USA (June 2014)

執 筆 者

菊池 憲* : 伝送デバイス研究所



西原 信 : 住友電工デバイス・イノベーション(株)
電子デバイス事業部



山本 洋 : 住友電工デバイス・イノベーション(株)
電子デバイス事業部
博士 (工学)



水野 慎也 : 住友電工デバイス・イノベーション(株)
電子デバイス事業部



八巻 史一 : 住友電工デバイス・イノベーション(株)
電子デバイス事業部 マネージャー



山本 高史 : 住友電工デバイス・イノベーション(株)
電子デバイス事業部 担当部長



*主執筆者