# 伝送線路からの不要な放射の抑制による ミリ波レーダの方位推定精度の向上

# 小澤 尚志, 谷本 雄大, 齋藤 啓介

非接触でヒトやモノの位置などをセンシングする手段としてミリ波レーダが注目されており、車載や交通インフ ラ、ファクトリーオートメーション (FA)、ヘルスケアなど幅広い領域での活用が期待されている。レーダがター ゲットの位置を正しく検出するためには、電波が到来した方位を高い精度で推定することが必要である。レーダの 構成部位のうち、伝送線路など、アンテナ以外の部位から電波が放射されると、電波の到来方位の推定精度が低下 する。そこで、これまで基板の表面に形成していた伝送線路に替えて、基板の内層を電磁界が伝搬する構造である 基板集積伝送線路 (SIW)を導入することで、不要放射を抑制して電波の到来方位の精度を向上させることを検討 した。本稿では、電磁界シミュレーションを用いて不要な放射が抑制される効果を示すともに、ビームフォーマ法 に基づく到来方位推定における誤差が従来の 4.1° から 1.2° へ向上することを述べ、SIW の導入がより高い精度で ターゲットの位置を検出するミリ波レーダの実現に有効であることを明らかにする。

# Improving Direction Estimation Accuracy of Millimeterwave Radar by Suppressing Unnecessary Radiation from Transmission Lines

OZAWA Hisashi, TANIMOTO Yudai and SAITO Keisuke

Millimeter-wave radars have been drawing interest as a means of contactless sensing of the position of people and objects, and are expected to be used in a wide range of fields such as automotive, transportation infrastructure, factory automation (FA) and healthcare. In order for radars to correctly detect the position of the targets, it is necessary to estimate the direction-of-arrival of the radio waves with high accuracy. When radio waves are radiated from parts other than the antennas, such as transmission lines, the accuracy of estimating the direction-of-arrival decreases. Therefore, we introduce substrate-integrated waveguides (SIWs) in which the electromagnetic field propagates inside the substrate layer instead of the conventional transmission line formed on the surface of the substrate. Then, we investigated the suppression of unnecessary radiation and the improvement of the accuracy of the direction-of-arrival of radio waves.

In this paper, we use electromagnetic field simulations to show the effect of suppressing unwanted radiation, and show that the error in direction-of-arrival estimation is improved from the conventional  $4.1^{\circ}$  to  $1.2^{\circ}$ . This result is effective in providing millimeter-wave sensing that detects the position of targets with high accuracy.

# 1. まえがき

近年、非接触でヒトやモノを検出する手段としてレーダ 技術の活用が検討されている。レーダは、逆光や暗闇、霧 など環境の状態の影響を受けずにターゲットの位置や速度 を検出できるほか、センシングにあたってプライバシーを 確保しやすいなどの特徴を備える。とりわけミリ波を使用

Contact : OZAWA Hisashi hisashi.ozawa@omron.com

するレーダ(以下「ミリ波レーダ」)は、使用する波長が 数ミリメートル程度と従来広く用いられてきたレーダに比 べて短いことや使用できる周波数帯域幅が広いことから、 高い空間分解能を得ることができる。また、半導体製造技 術の進化に伴うミリ波 IC の低廉化や、法改正によるミリ 波帯の規制緩和に伴い、ミリ波レーダを利用しやすい環境 が整いつつある。このような状況を受け、ミリ波レーダは 自動車やモバイルロボット(AMR)の自動運転の実現に 向けた障害物検出や、歩行者を含めた交通状況の監視<sup>1)</sup>、 住宅や施設内における人物の健康状態把握など幅広い分 野<sup>2)3)</sup>で活用が広まっていくことが期待されている。

ミリ波レーダをこうした用途で活用するためには、ター ゲットの位置を高い精度で検出することが求められる。例 として、交差点の近傍に設置したミリ波レーダで交通状況 を監視し、検出した結果を周囲の車両に通知することで交 通事故の防止を図るシステムが挙げられる。このシステム においては、数メートルないし十数メートル離れた人物や 車両の位置を正確に検出する必要がある。このとき、ター ゲットの位置を誤ると、例えば実際には安全な歩道上に歩 行者が存在するにもかかわらず、交差点内の危険な位置に 存在すると誤認して、円滑な交通を阻害する可能性があ る。また、健康状態を把握するシステムでは、複数の人物 が近接して存在するとき、位置の検出精度が低いと、正し くバイタル信号を検出できない可能性がある。例として、 保育施設において乳幼児が午睡をとるときに健康状態に変 化がないか見守る用途を考える。このような用途では、天 井や壁に設置したレーダで、互いに近接して寝ている複数 の乳幼児のバイタル信号を同時に検出するシーンが想定さ れる。このとき、位置の検出精度が低いと、ある人物が 誤った位置に検出され、別の人物の検出位置と重なるおそ れがある。すなわち、レーダが受信した信号を位置ごとの 信号に分解して、人物を検出した位置の信号からバイタル 信号を取り出すとき、複数の人物の検出位置が重なると、 それらのバイタル信号が重畳して、正しくバイタル信号を 検出できないことが懸念される。

ミリ波レーダで位置を正しく把握するためには、電波の 到来方位を高い精度で検出することが必要となる。そのた めには、アンテナ以外の構成要素から電波を放射しないこ とが求められる。レーダの構成要素のうち、不要な電波を 放射しうるものとして伝送線路が挙げられる。すなわち、 ミリ波レーダではアンテナを物理的に回転させることなく 電波の到来方位を推定するために、複数のアンテナを並べ て配置したアレーアンテナが広く用いられており、空間的 に離れた複数のアンテナを1つのミリ波 IC に接続するた め、アンテナとミリ波 IC との間に、ある程度の長さの伝 送線路を配置する必要がある。より具体的には、小型のミ リ波レーダにおいては、設計の容易化のため、プリント基 板上にアンテナおよび伝送線路、ミリ波 IC が配置される ことが多い。プリント基板で多用される伝送線路として、 マイクロストリップ線路 (MSL) やグランド (GND) 付 きコプレーナ線路 (GCPW) が挙げられる。MSL や GCPW は伝送損失が比較的小さい一方で、信号線が空間に露出し 電磁界が空間に放射されやすい構造であるため、到来方位 の推定精度が低下することが懸念される。

空中への電波の放射が比較的小さい伝送線路として、両面に GND を形成した基板の内層に電磁波を伝搬させる構

造である基板集積導波路(SIW)が挙げられる。基板に形 成するアンテナとして多用されるマイクロストリップアン テナ(MSA)に SIW を用いて給電する構成の設計例はこ れまでにも報告されている<sup>4)-6)</sup>。ただし、これらの報告は 伝送線路から放射される電力がレーダの到来方位推定精度 に与える影響について言及していない。いっぽうで、実際 にSIWをレーダに適用すべきか判断するうえでは、SIWを 導入することによる到来方位推定精度の具体的な改善効果 を明らかにする必要がある。そこで本稿では、MSA への 給電線路として SIW を導入することによる到来方位推定 精度の改善効果を電磁界シミュレーションを用いて定量的 に明らかにする。また、この過程で用いる到来方位推定精 度の評価指標が定まっていなかった。そこで、真の到来方 位をある角度区間内で掃引したときの推定誤差の最悪値で 評価する方法を導入して効果を得たのでその内容を報告す る。

まず2章でSIW や MSL、GCPW の特性を比較し、3章 にて、ミリ波レーダを構成する伝送線路にSIW を導入す ることで伝送線路からの放射が抑制されることを電磁界シ ミュレーションを用いて示す。さらに4章にて、電磁界シ ミュレーションの結果として得られた放射パターンに到来 方位推定アルゴリズムを適用して、到来方位の推定精度が 向上することを述べる。

#### 2. 伝送線路の特性

#### 2.1 SIW の設計

1章で述べたように基板に形成するミリ波伝送線路のう ち代表的なものとして、SIW や MSL、GCPW が挙げられ る。このうち SIW は図1(a)のように両面を GND とした 基板に、平行なビア列を形成し、ビア列の間に電磁波を伝 搬させる伝送線路である。図1(b)および(c)に示す MSL や GCPW と異なり、電磁界が基板の内部に閉じ込められ ることから、空間への放射が原理的にきわめて小さい。ま た、ビア同士の間隔が十分に密であるとき、金属で囲まれ た領域の内部を電磁波が伝搬すると見なせることから、方 形導波管の一種と言える。

ここで、レーダに使用する周波数帯である60 GHz ~ 64 GHz の電磁波を SIW に伝搬させるための線路幅の要件を 検討する。方形導波管の代表的特性として、モードごとの 伝搬する最低周波数である遮断周波数が挙げられ、次の式 で与えられる:

$$f_{c,pq} = \frac{c_0}{2\pi \sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{p\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{q\pi}{b}\right)^2}.$$
 (1)

この式において、 $c_0$ は真空中における光速、pおよびqはモード番号、 $\mu_r$ および $\varepsilon_r$ は導波管内媒質(すなわち基板の基材)の比透磁率および比誘電率、aおよびbは導波管

の寸法である。SIW においては、a は線路の幅、b は基板 の厚さと考えることができる。例として、表1に示す基材 を用いるならば、b = 0.152 mm、 $\mu_r = 1.0$ 、 $\varepsilon_r = 3.2$  となる。

これらから、遮断周波数の最も低い TE10 モードを伝送 させるためには線路幅 a は少なくとも 1.6 mm 以上とする 必要があることがわかる。直線状の SIW について aの値を 変えながら挿入損失について電磁界シミュレーションを 行ったところ、aを増すとa = 2.4 mm 程度までは挿入損失 が低減し、以降はほぼ一定値となる傾向が認められた(図 2)。また、3章にて述べるように、aが大きいとレーダ基 板に適用する際に生じる曲げ部の曲率半径が小さくなるこ とから、曲げ部での損失が大きくなることが懸念される。 これらを踏まえて、ここではa = 2.4 mm に設定した。

また、製造工程におけるクラックの発生を考慮してビア 壁間の距離を 0.25 mm 以上と設計するようにした。した がってビアの直径を 0.15 mm とするとき、ビアの間隔は 0.4 mm 以上とする必要がある。これを踏まえて、本検討 ではシミュレーションモデルにおけるビア間隔を 0.4 mm とした。線路幅やビアの設計値を表 2 に示す。

項目			値
物性値	比誘電率	$\mathcal{E}_r$	3.2
	比透磁率	$\mu_r$	1.0
	誘電正接	tan $\delta$	0.004
寸法値	基板の厚さ	b	0.152 mm
	銅箔の厚さ	$t_c$	0.040 mm

表1 基板の諸元

表2 伝送総	路の設計値
--------	-------

	SIW	MSL	GCPW
線路幅	2.400 mm	0.370 mm	0.330 mm
ビア直径	0.150 mm	—	0.150 mm
ビア間隔	0.400 mm	_	0.400 mm



図2 SIW の線路幅と挿入損失

#### 2.2 導波路の特性の比較

2.1 節で設計した SIW と、信号線が空間に露出した構造 である MSL、GCPW について、62 GHz における空間への 放射率および挿入損失を比較する(図3)。ここで放射率 は以下のように定義する。線路の両端にそれぞれポートを 設置し、一方のポートから電力を供給する。ポートに入力 した電力のうち一部は基板から放射され、解析空間の外へ 放出される。ポートに供給した電力と解析空間の外へ放出 される電力との比を放射率と定義する。

比較にあたっては、電磁界シミュレータ Ansys HFSS を 用いた。なお、GCPW および SIW は特性インピーダンスが 50 Ωとなるように設計した。具体的な設計値を先に示し た表 2 に追記する。また、基板の長さ(伝送線路の長さ) を 10 mm、基板の幅を 4 mm とした。

まず図3の縦軸に示す放射率に着目する。想定したとおり、SIW から放射される電力は MSL や GCPW に比べて小さいことが確認された。これは電磁界が通過する領域を基板両面の GND で挟み込む構造によって、電磁界の空間への漏れが抑制されたためと考えられる。

次に図3の横軸に示す挿入損失に着目する。SIW の挿入 損失は MSL や GCPW に比べて大きい値となった。これ は、MSL や GCPW では電界の一部が空気中を通過するの に対して、SIW ではほとんどの電界が基板の内部に閉じ込 められることによって誘電損失が大きくなったためである 可能性がある。

以上に述べたように、伝送線路から放射される電力を抑 制するためには SIW を選択することが望ましいことがわ かる。これによって、挿入損失は増すものの、伝送線路か らの放射電力がアンテナの放射パターンへ与える影響を低 減する効果が見込める。



#### 3. レーダ基板への SIW の導入

これまでに著者らが開発したレーダ基板の電磁界シミュ レーションモデルを図4(a)に示す。XY面に平行な基板 の表面に、2つの送信アンテナ(Tx1、Tx2)と3つの受信 アンテナ(Rx1、Rx2、Rx3)を備え、YZ面内のビームを 絞るためにそれぞれ3つのMSAをY方向に縦続し、MSL を利用したインピーダンス整合回路を介してGND端部に 引き出す構成としている。GND端部からポート(図中の 赤色矩形)までの区間はGCPWで配線されている。また、 2つの送信アンテナへの伝送線路および、3つの受信アン テナへの伝送線路はそれぞれ等長となるように配線してい る。ここでは、表1に示す基材を使用した。また、受信ア ンテナ同士が近接していることから、相互結合の影響を低 減することを意図して、Rx1およびRx3に隣接して寄生素 子を配置した。以下ではこのモデルを「GCPW モデル」 と呼び、伝送線路を SIW に置き換えたものとの比較検討 を行う。





図4 検討したレーダ基板モデル

図4(b)に、ポートと送信アンテナとを結ぶ GCPW を SIW に置き換えたモデル(以下「SIW モデル」)を示す。 GND 端部で MSL を SIW に接続し<sup>7)</sup>、ポートの近傍で SIW を GCPW に変換したうえで<sup>8)</sup>、ポートに接続した。すなわ ち、送信線路のうち従来 GCPW で配線していた部分の大 半を SIW に置き換えた。なお、先述したように MSA と基 板端部とを接続する MSL はインピーダンス整合に用いて いるため、SIW に置き換えずに残置した。

送信系統に属する2つの伝送線路を等長とする前提の下 では、ポートとアンテナとの直線距離が短いTx1の伝送線 路に複数の曲げ部を設ける必要がある。GCPW モデルの 伝送線路を置き換える前提からポートとアンテナの位置が 固定されていることを考慮すると、伝送線路の幅が広いほ ど曲げ部の曲率半径が小さくなる。曲げ部の曲率半径が小 さくなると伝送損失が増大することが懸念される。そこ で、2章での検討結果を踏まえて、SIW モデルにおける SIW の幅を 2.4 mm とした。

#### 4. 到来方位推定精度の向上

#### 4.1 放射パターン

GCPW モデルおよび SIW モデルについて、電磁界シ ミュレータ HFSS を用いて、送信系統および受信系統の各 アンテナの放射パターンを計算した。ここでポートから各 アンテナに向けて入力する電圧の振幅および位相は同じ値 とした。送信系統の 62 GHz における ZX 面内の Y 偏波放 射パターンについて、振幅を図5に、位相を図6にそれぞ れ示す。ここで、ZX 面内における方位角は +Z 方向を 0°、 +X 方向を+90°と定義する。なお、受信系統については、 GCPW モデルと SIW モデルとの間に構造的な違いがない ことから放射パターンの図示を省略する。

MSA は Y 軸に対して対称形であるから、アンテナ単体 の ZX 面指向性は対称形であることが見込まれる。した がって、得られた指向性が対称形に近いほど伝送線路から の放射の影響が小さいといえる。図5および図6を参照す ると、SIW モデルの方が対称形に近い。このことは、とく に Tx1 の位相パターンで顕著であるほか、Tx1の振幅パ ターンの ±45° や ±60°の近傍を比較してもわかる。した がって、伝送線路を SIW に置き換えることで、目論見通 り伝送線路からの放射の影響を抑制できたといえる。







#### 4.2 到来方位推定精度の算出方法

本節では到来方位推定精度の算出方法について述べる。 ここでは、基板に設けた2つの送信アンテナと3つの受信 アンテナの組み合わせにより、6チャネルの MIMO レーダ を構成し、代表的な到来方位推定アルゴリズムであるビー ムフォーマ法を適用して到来方位を推定する。

ある方位  $\theta_s$ から反射波を模した平面波が到来するとき、 第*m*送信アンテナと第*n*受信アンテナからなる MIMO チャ ネルの受信信号  $x_{nn}(\theta_s)$  は

$$x_{mn}(\theta_s) = AG_m(\theta_s)G_n(\theta_s)e^{j\Delta\phi_{mn}}$$
(2)

と表すことができる。ここで、 $G_m(\theta)$  および  $G_n(\theta_s)$  はそれ ぞれ第 m 送信アンテナと第 n 受信アンテナの  $\theta_s$  方向の利得 (複素数) である。また、 $\Delta \phi_{mn}$  はそれぞれの仮想アレーア ンテナの相対位置によって生じる位相差、A は係数である。

方位 $\theta_t$ に対する仮想アレーのモードベクトル $D(\theta_t)$ を用いると、 $\theta_t$ 方向の信号強度 $P_o(\theta_t)$ は

$$P_o(\boldsymbol{\theta}_t) = \left| \boldsymbol{D}(\boldsymbol{\theta}_t)^H \boldsymbol{X}(\boldsymbol{\theta}_s) \right|^2$$
(3)

で与えられる。ここで [·]<sup>*H*</sup> は行列 [·] の随伴行列、 $X(\theta_s) = [x_{11}(\theta_s), \dots, x_{MN}(\theta_s)]$ である。ただし、*M*, *N*はそれぞれ送信 アンテナおよび受信アンテナの数を表す。

方位 $\theta_t$ ごとに  $P_o(\theta_t)$ を計算することで、ビームフォーマ 法に基づく方位スペクトラムが得られる。この方位スペク トラムが最大となる方位を検出方位 $\theta_d$ とする。

以上の操作によって、真の到来波方位 $\theta_s$ に対するレーダ による検出方位 $\theta_d$ が求められた。したがって、検出誤差と してこれらの差  $|\theta_d - \theta_s|$ を用いることが考えられる。

いっぽうで、「ある角度範囲の到来方位推定精度」を評価する指標がこれまで定まっていなかった。そこで、「ある角度範囲の到来方位推定精度」を「その角度範囲で保証される角度精度」と定義すると、「その角度範囲での最悪値(最大の検出誤差)」と言い換えることができる。すなわち、角度範囲  $[\theta_l, \theta_r]$ の範囲における到来方位推定精度  $s(\theta_l, \theta_r)$ は、真の到来波方位 $\theta_s \in [\theta_l, \theta_r]$ の範囲で動かした ときの  $|\theta_d - \theta_s|$  の最大値であり、

$$s(\theta_l, \theta_r) = \max(|\theta_d - \theta_s|) \qquad (\theta_l \le \theta_s \le \theta_r)$$
(4)

と書ける。本稿ではこの値を用いて到来方位推定精度を評 価する。

### 4.3 到来方位推定精度向上の検証

GCPW モデルと SIW モデルについて、利得パターンの 電磁界シミュレーション結果に基づいて計算した到来方位 推定精度を図7に示す。横軸の方位 $\theta_x$ に対する縦軸は、真 の到来波方位 $\theta_s$ を0°から $\theta_x$ まで掃引した時の誤差の最大 値 max( $|\theta_d - \theta_s|$ )を示す。 $\theta_x$ の掃引の刻み幅およびモード ベクトルを生成する方位 $\theta_i$ の刻み幅はともに 0.1°とした。 なおここでは、チャネルごとの受信信号を正面方向などか らの到来波の受信信号で補正する操作(キャリブレーショ ン)は行っていない。

 $-60^{\circ} \le \theta_{s} \le 60^{\circ}$ の範囲で見たとき、GCPW での推定誤 差は最大で4.1°に達するいっぽう、SIW モデルでは1.6°と 比較的小さい値に抑えられていることがわかる。すなわち、 伝送線路を GCPW から SIW に置き換えることによって、目 論見どおり到来方位推定精度が向上する傾向が示された。



図7 GCPW モデルと SIW モデルの到来方位推定精度

### 4.4 到来方位推定精度のさらなる向上

GCPW を SIW に置き換えることによって、到来方位推 定精度が大部分の方位について改善されることを示した。 しかし、-45° 近傍など一部の方位については GCPW より も劣る結果となった。この原因として寄生素子と SIW と が近接しているために、寄生素子に不要な電流が流れてい ることが推定された。寄生素子に不要な電流が流れること は、SIW モデルの Tx1 に接続したポートに給電した際の電 流分布のシミュレーション結果(図 8)によっても裏付け られた。

そこで、図9のように寄生素子を削除したところ、到来 方位推定精度が向上し、すべての方位について GCPW モ デルよりも到来方位推定誤差が小さくなる結果を得た(図 10)。なお、このときの到来方位推定誤差の最大値は 1.2° であった。

以上のように、今回検討した形状のアンテナにおいて、 寄生素子を削除することで、到来方位推定精度が向上する ことが明らかになった。この結果は、他の形状のアンテナ においても、寄生素子を削除したり、伝送線路から寄生素 子に流れる電流を抑制したりすることで、到来方位推定精 度が向上する可能性を示唆している。



図8 SIW モデルの電流分布 (Tx1 に給電したとき)



図9 寄生素子を削除した SIW モデル



### 5. むすび

プリント基板上に形成されるミリ波レーダにおいて、伝 送線路からの電波の放射が大きいと到来方位推定精度が劣 化する。そこで本稿では、空間への放射が大きい伝送線路 である GCPW の替わりに放射の小さい SIW を導入するこ とによって、到来方位推定精度が向上することを電磁界シ ミュレーションを用いて示し、定量的に効果を明らかにし た。具体的には、従来の GCPW モデルで 4.1° であった到 来方位推定精度が SIW を導入することで 1.2° まで改善し to.

SIWの導入によって、ミリ波レーダを用いたセンシング における位置の推定精度が向上し、車載や交通インフラ、 FA、ヘルスケアを含めた幅広い分野で、より高い精度で ターゲットを検出するミリ波センシングの提供が可能とな る。今後は、想定されるアプリケーションの利用シーンに おいて、実機を用いて効果を検証していく。

#### 参考文献

- 1) 大橋卓, 谷本雄大, 齋藤啓介. アレー拡張処理を用いたミリ 波レーダによる屋外人物の 3D イメージング. OMRON TECHNICS. 2022, Vol.54, No.1, p.92-100.
- 2) 一般財団法人マルチメディア振興センター. "ミリ波レー ダー (センサー) システム等に関する海外動向". 情報通信 審議会 情報通信技術分科会 陸上無線通信委員会, 2019-05-29. https://www.soumu.go.jp/main\_content/000624368.pdf, (参照 2023-02-08).
- 3) 情報通信審議会. "「小電力の無線システムの高度化に必要な 技術的条件 | のうち「60GHz 帯の周波数の電波を使用する無線 設備の多様化に係る技術的条件」一部答申".情報通信審議会, 2021-03-30. https://www.soumu.go.jp/main content/000741191. pdf, (参照 2023-02-08).
- 4) Xu, J.; Hong, W.; Zhang, H.; Yu, Y. "Design and measurement of array antennas for 77GHz automotive radar application." 2017 10th UK-Europe-China Workshop on Millimetre Waves and Terahertz Technologies (UCMMT). 2017, p.1-4.
- 5) Fan, Y.; He, M.; An, Z. "An Array Antenna for 24GHz Automotive Radar Application." 2020 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). 2020, p.1-3.
- 6) Ye, Y.-J.; Chueh, H.-Y.; Chang, W.-C.; Liao, W.-J. "A Series-Fed Patch Antenna Array for Biomedical Radar Applications." 2021 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP). 2021, p.1-2.
- 7) Deslandes, D.; Wu, K. Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form. IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2001, Vol.11, No.2, p.68-70.
- 8) Kazemi, R.; Fathy, A. E.; Yang, S.; Sadeghzadeh, R. A. "Development of an ultra wide band gcpw to siw transition." 2012 IEEE Radio and Wireless Symposium. 2012, p.171-174.

## 執筆者紹介





小澤 尚志 OZAWA Hisashi 技術·知財本部 アドバンストテクノロジーセンタ アドバンストテクノロジー開発部 專門:電気·電子工学 所属学会:IEEE





齋藤 啓介 SAITO Keisuke 技術·知財本部 アドバンストテクノロジーセンタ アドバンストテクノロジー開発部 專門:電気·電子工学 所属学会:IEEE、電子情報通信学会

Ansys HFSS は、米国 ANSYS, Inc. またはその子会社の米国およびその他の国 における登録商標または商標です。 本文に掲載の名称は、各社が商標としている場合があります。