



ミリ波モジュール技術とテラヘルツ波通信に向けた取り組み

株式会社村田製作所 通信モジュール事業部 ミリ波事業推進部

うへだ ひでき
上田 英樹



1. はじめに

本稿では、5G（第5世代移動通信システム）での採用で注目が高まっているミリ波帯におけるモジュール技術と、6Gでの活用が見込まれているテラヘルツ波通信へ向けた取り組みを紹介する。ミリ波帯においてAiM（アンテナアレー一体型モジュール）が用いられるようになった背景、AiMを実現するための要素技術、テラヘルツ波通信を実現するためのモジュールの変化とそれに必要となる技術に関して述べる。

1.1 5Gにおけるミリ波帯の採用

2019年にサービスが開始された5Gでは、移動体通信規格として初めてミリ波帯が採用された。ミリ波帯は既存の周波数帯と比較して広い帯域を利用できるため、5Gの機能要件の一つである高速・大容量が期待されている。また、高い指向性やビームフォーミング技術を用いて狭いエリアで多数のユーザーを収容する、速い通信速度により大容量コンテンツでも途切れにくく遅延が少ない通信を実現するなど、多数接続や超高信頼・低遅延も期待できる。

図1に、5Gで使用されるRF周波数帯（Sub6とミリ波帯）を示す。Sub6では、600MHz・900MHzと広い帯域幅が規格化されている。一方、ミリ波帯は、最大で4GHzなど、さらに広い帯域幅を持つ周波数帯が規格化されており、高速・大容量に加えて、今後予想される通信容量・帯域幅の逼迫に対応できる周波数帯として期待が高い。

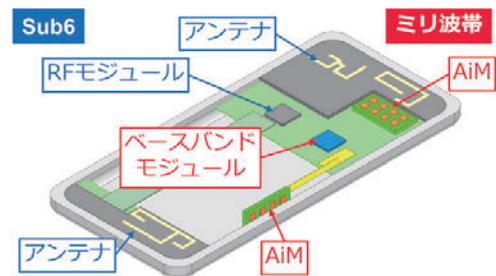


■図1. 5Gで使用されるRF周波数帯

1.2 AiM（アンテナアレー一体型モジュール）

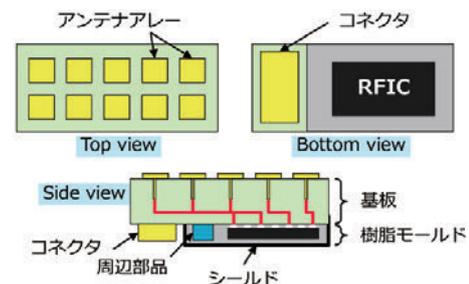
図2に、携帯端末内部におけるSub6・ミリ波帯のハードウェア構成例を示す。Sub6においてRFモジュールはマザーボード上に実装され、マザーボード内の配線・コネクタ・フレキシブルケーブルを介して筐体・樹脂パーツ上に形成されたアンテナに接続される。伝送損失はシステム要件として許容範囲内で設計されている。しかし、例えばミリ波帯で

用いられる28GHz帯は、Sub6で用いられる2GHz帯と比較して約5倍もの伝送損失になってしまい、ミリ波帯ではSub6と同様のハードウェア構成を用いることができない。

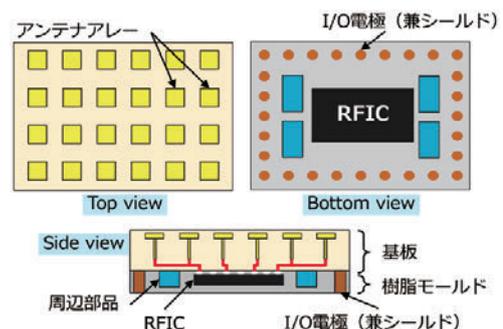


■図2. 携帯端末内におけるSub6・ミリ波帯のハードウェア構成例

そこで、ミリ波帯ではAiMを用いることが一般的である。図3・図4に、コネクタ接続型AiM、面実装型AiMを示す。どちらも基板の片面にアンテナアレーを構成し、もう一方の面にRFICやコネクタを搭載するコンセプトのモジュールである。RFICとアンテナ間の配線長を最短化し伝送損失を最小化できるため、ミリ波帯でもSub6と同等の伝送損失となる。図2に示すように、ベースバンドモジュールと複数



■図3. コネクタ接続型AiM



■図4. 面実装型AiM



のAiMをRF周波数帯よりも低い中間周波数で接続し、システム全体の伝送損失を抑えながら携帯端末内でAiMを分散配置することが近年の主流になっている。

2. ミリ波モジュール技術

特性が良く高付加価値なAiMを実現するための要素技術として、パッケージング技術・アンテナ技術・材料技術をそれぞれ紹介する。

2.1 パッケージング技術

ここでは、AiMの各種構成方法と、RFICとアンテナアレーを一体化するというコンセプトに対して、本パッケージング技術でどのような機能・付加価値を生み出しているかを紹介する。

AiMの構成

図5に、3種類のAiMの構成例を示す。用途や要求仕様によって適切にAiMの構成を選択する必要がある。コネクタ接続型 Flat-shape AiMは小型・低背であり、携帯端末に広く用いられている。コネクタ接続型 L-shape AiMは当社独自の構造であり、1つのモジュールで2方向への電波放射を可能とする広カバレッジが特徴である。体積が小さく、Flat-shape同様に携帯端末への搭載に適していると同時に、広いカバレッジを必要とするXR用途にも適している。

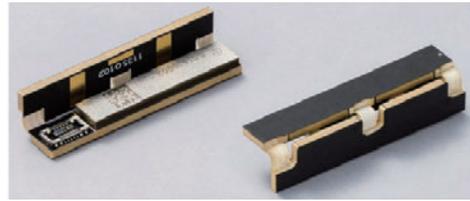
面実装型AiMは比較的面積が大きくアンテナ利得が高いため、基地局やバックホール通信といった屋外の遠距離通信に適している。タイル化によって複数のモジュールを高精度に並べ、通信距離を可変できるなどのカスタム性が特徴である。

	コネクタ接続型 Flat-shape AiM	コネクタ接続型 L-shape AiM	面実装型AiM
構造	アンテナアレー コネクタ 樹脂モールド (RFIC内蔵)		I/O RFIC タイル化
用途	携帯端末、XR(VR, AR, MR)など		基地局、バックホールなど
特徴	小型・低背	広カバレッジ	タイル化によるカスタム性

■図5. AiMの構成例

コネクタ接続型 L-shape AiM

図6に、具体的なL-shape AiMの製品例を示す^[1]。当社の樹脂多層基板であるメトロサーク™の形状自由度を活用し、L-shape AiMを実現している。基板をL字に曲げることで、1つのRFICで2方向への電波放射を可能とする。よ

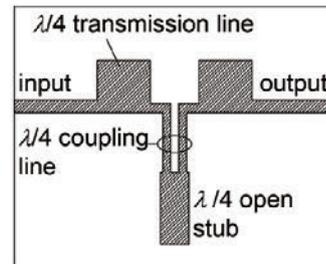


■図6. L-shape AiMの製品例

り少ないRFICの数でより広いカバレッジを実現でき、Flat-shape AiMと比較してシステムの低コスト化に貢献できる。

パターンフィルタ

AiMでは、不要放射抑圧のためRFICとアンテナ間の配線部にフィルタが必要になる場合がある。一般的にミリ波帯のAiMではRF配線が10本以上なので、実装部品でフィルタを構成した場合、部品コストが増加してしまう。また、ミリ波帯では、部品実装のための電極パターンが伝送線路として動作してしまい、部品本来の特性が得られない課題もある。しかし、ミリ波帯は周波数が高いため、基板内部のパターンで様々な配線を組み合わせることで、所望のフィルタ特性を同一プロセスで実現できる。図7は伝送線路・結合線路・スタブを組み合わせたローパスフィルタの構成例である。

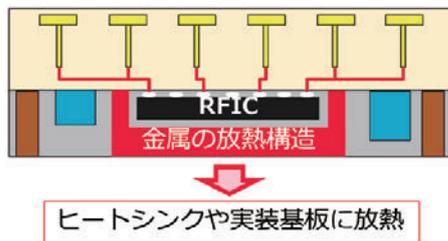


■図7. ローパスフィルタの構成例

放熱構造

放熱はAiMにおける重要な課題の一つである。AiMは、基板の片面にアンテナアレーが構成されているため、その面にヒートシンクを配置できない。ヒートシンクは一般的に金属材料で構成され、電波を遮断してしまうためである。つまり、AiMの放熱はアンテナと反対の部品搭載面から行う必要がある。しかし、AiMの部品搭載面は樹脂モールドされているため、熱源であるRFICからモジュール外部までの熱抵抗が高い。

解決策として、図8に示すようにRFIC下部の樹脂モールド部に金属の放熱構造を内蔵することが挙げられる。コネクタ型AiMの場合はヒートシンクに、面実装型AiMの場合は実装基板に放熱が可能となる。



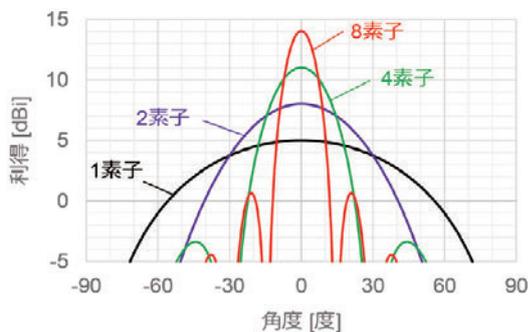
■図8. 放熱構造を内蔵したAiMの例

2.2 アンテナ技術

ここでは、ミリ波帯に特有のアンテナの課題とその解決策を紹介する。

高利得化

ミリ波帯は周波数が高いため自由空間伝搬損失が大きく、通信距離が短いという課題がある。そのため、長い通信距離を確保するためには高利得のアンテナが必要になる。なお、高利得化するにはアンテナ総面積を増やす必要がある。一般的に、AiMではパッチアンテナが用いられるが、パッチアンテナはその大きさで動作周波数が決まるので、単純に大きくすることはできない。そこで、例えばパッチアンテナを1/2波長間隔で並べたアレーアンテナ^[2]によって、等価的にアンテナ総面積を大きくする方法がある。図9に、アンテナ数(アレー数)増加による利得放射パターンの変化を示す。例えば、アレー数を2倍にすると、素子間の位相差が無い場合は0度の方向で利得を3dB増加、つまり2倍にできる。

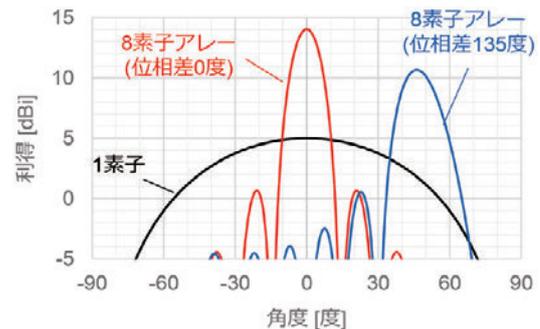


■図9. アレー数増加による利得放射パターンの変化

広カバレッジ化

アレー化によりアンテナが高利得化できるが、一方で指向性は鋭くなるため、特定の方向以外では利得が低下し狭カバレッジになる課題がある。高利得化と広カバレッジ化を同時に実現する技術の一つとして、フェーズドアレーアンテナによるビームステアリングが挙げられる^[2]。図10にフェーズ

ドアレーアンテナの利得放射パターンを示す。パッチアンテナを1/2波長間隔で一次元配列した8素子アレーにおいて、素子間の位相差を0度と135度とした利得を赤と青で示した。黒で示した1素子の利得に対して、それぞれ0度と45度の方向で約9dBの利得増加が見られ、高利得化と広カバレッジ化を同時に実現できる。



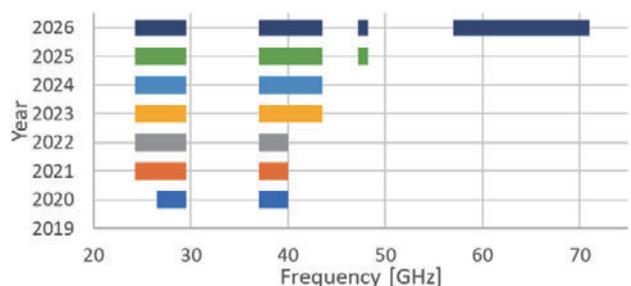
■図10. フェーズドアレーアンテナの利得放射パターン

フェーズドアレーアンテナの利得は1素子のアンテナ利得とアレー化による利得の積によって表される^[2]。そのため、パッチアンテナのように±90度などの広角で利得が低下するアンテナをアレー化しても、その方向での高利得化は望めない。

フェーズドアレー以外で広カバレッジ化を実現する方法としては、前述のL-shape AiMのように、メトロサーク™の形状自由度を活用して物理的にアンテナを多方向に向けることが挙げられる。

小型化・マルチバンド化

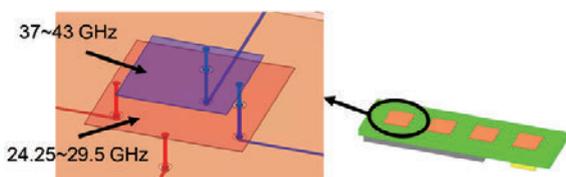
図2で携帯端末におけるAiMの配置例を示したが、近年では携帯端末面と垂直方向にアンテナに向ける図2下部の配置が主流である。携帯端末の薄型化に伴い狭小のAiMが求められ、そこに構成するアンテナを小型化する必要がある。一方で、図11に示すように、ミリ波帯では周波数拡張に伴い、マルチバンド化に対応する必要がある。つまり、



■図11. ミリ波帯の周波数拡張予測

AiMのアンテナには、小型化とマルチバンド化の両立が求められる。

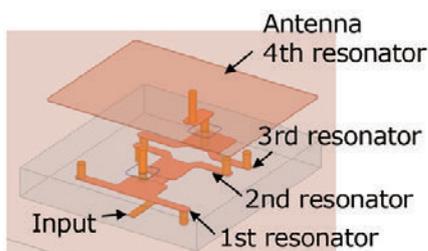
例えば、図12左部に示すように、異なる周波数帯で動作するパッチアンテナをスタックし、マルチバンド動作するアンテナを構成可能である。さらに、それぞれのパッチアンテナに対して、直交する2つの偏波を励振するように給電線路を接続できる。このように、同一の領域に動作周波数帯と偏波が異なる4つのアンテナを構成できる。図12右部に示すAiMは、一見4個のアンテナが構成されているように見えるが、実際は動作周波数帯などが異なる16個のアンテナを有しており、小型化とマルチバンド化を両立できる。



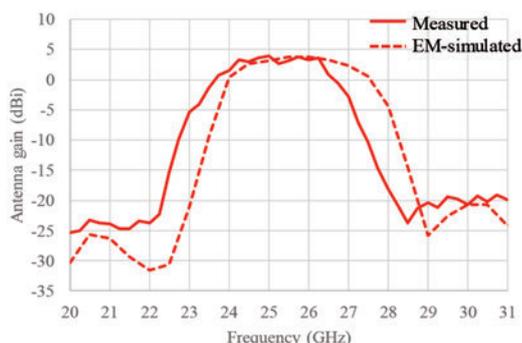
■図12. マルチバンド・偏波共用アンテナ

フィルター一体化

2.1で述べたように、ミリ波帯ではパターンフィルタを構成可能である。しかし、アンテナと同数のパターンフィルタをRFICとアンテナ間に構成した場合、モジュール面積の増大を招くため、フィルタの小型化が不可欠である。そこで、フィルタとアンテナを一体化したフィルタリングアンテナが提案されている^[3]。図13にバンドパス機能を持つフィルタリ



■図13. フィルタリングアンテナの構成例



■図14. フィルタリングアンテナの利得の周波数特性

ングアンテナの構成例を示す。フィルタの実現方法として共振器を多段に接続する構成があるが、例えば、最終段の共振器をアンテナで置き換えることでフィルタリングアンテナを実現できる。図14にフィルタリングアンテナの利得の周波数特性を示す。実測とシミュレーションで周波数のずれはあるが、利得の絶対値、帯域幅、帯域外の減衰量などは良好に一致している。

2.3 材料技術

ミリ波帯では、AiMに用いる多層基板の材料選択も重要である。1.2で述べたように、ミリ波帯はSub6と比較して伝送損失が数倍以上になるため、AiMを用いて配線を最短化し、伝送損失を最小化する必要がある。一方で、単位長さ当たりの伝送損失を低下することも重要であり、低損失な多層基板技術が必要である。

AiMに用いられる基板材料

表1に、ミリ波帯で用いられる代表的な基板材料を示す。PTFE (Polytetrafluoroethylene) やメトロサーク™はPCB (Printed Circuit Board)・LTCC (Low-Temperature Co-fired Ceramics) よりも誘電率・誘電正接が小さく、低伝送損失を実現できる材料である。また、高周波対応のため、銅箔を低粗化したPCBやLTCCも、伝送損失の観点からはミリ波帯での使用に適している。

一方で、AiM、つまりモジュールに適用する上では、ビア形成・積層などの多層化の観点も必要である。PCBでは一般的に、様々なビア形成法や、基板材料を1層ずつ積層するビルドアップ工法を用いた多層化技術が広く普及している。なお、当社はLTCCだけでなく一般的に積層が難しいLCP (Liquid Crystal Polymer) 材料であるメトロサーク™を一括積層する技術を有している。多層化の観点から

■表1. ミリ波帯で用いられる代表的な基板材料

	誘電率 @ 60 GHz	誘電正接 @ 60 GHz	伝送損失	多層化
PTFE	3.0 *	0.0013 **	◎	△
PCB	粗化銅	0.006	△	○
	低粗化銅		○	○
LTCC	6.7	0.005	○	◎
メトロサーク™	3.0	0.002	◎	◎

Loss: Strip line (Line width: 0.11 mm)

* RO3003™ laminate (ceramic-filled PTFE composites)

** @10 GHz

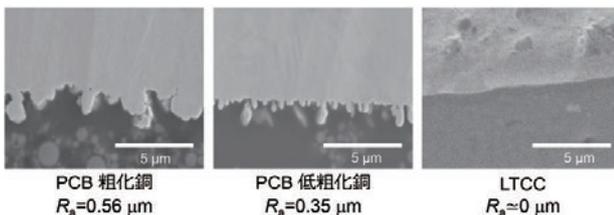


LTCC・メトロサーク™はPCBに対する優位性がある。

低伝送損失と多層化の両方の観点から、当社では低粗化銅を用いたPCB、LTCC、メトロサーク™を用いてAiMを実現している。

銅の表面粗さの影響・表皮効果

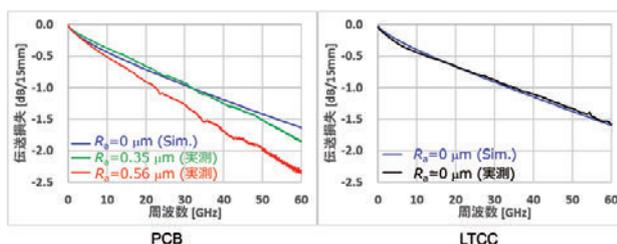
ミリ波帯などの高い周波数帯で低伝送損失を実現するためには、基板材料の物性値だけでなく、銅箔の表面粗さを小さくする必要がある。図15は粗化銅を用いたPCB、低粗化銅を用いたPCB、LTCCの写真である。表面粗さの一つの指標である R_a はそれぞれ0.56, 0.35, ほぼ $0\mu\text{m}$ であった。



■ 図15. 各種基板材料の表面粗さ

図16に、各種基板材料の配線の伝送損失の測定結果を示す。 $R_a=0\mu\text{m}$ の条件におけるシミュレーション値を青で示している。粗化銅を用いたPCBの測定結果を赤で示しており、シミュレーションに対して高伝送損失となった。低粗化銅を用いたPCBの測定結果を緑で示しており、シミュレーションと同等の低伝送損失となった。

粗化銅と低粗化銅の伝送損失の差は、表皮効果によるものである。表皮効果とは、高い周波数で電流が導体表面に集中する現象であり、角周波数 ω 、透磁率 μ 、導電率 σ を用いて $\sqrt{2/\omega\mu\sigma}$ で表される。例えば銅の場合、39GHzにおける表皮厚みは $0.33\mu\text{m}$ であり、低粗化銅の $R_a=0.35\mu\text{m}$ とおおよそ一致する。つまり、 R_a を表皮厚みと同程度に低くすることで、 $R_a=0\mu\text{m}$ を仮定したシミュレーションと同等の伝送損失を実現できる。



■ 図16. 配線の伝送損失の実測値と $R_a=0\mu\text{m}$ を仮定したシミュレーション値(線幅=110 μm 、線路長=15 μm)

LTCCの R_a はほぼ0であるため、 $R_a=0\mu\text{m}$ を仮定したシミュレーションと同等の低伝送損失を60GHzまで実現できている。さらに、より高い周波数帯でも低伝送損失を実現できると予想でき、テラヘルツ波帯などの使用が見込まれる6Gなどにおいても有用な基板材料だと考えられる。

3. テラヘルツ波通信に向けた取組み

ここでは、6Gで検討されているサブテラヘルツ・テラヘルツ波帯でモジュールがどのように変化していくのか、どのような新たな技術がそれに必要になるのか予測を行う。候補となる周波数帯として、大気減衰が小さい140GHz帯を例に、AiMの構成を検討する。140GHz帯では約40GHzと、ミリ波帯の約10倍の帯域幅が使用できる。また、周波数は28GHz帯に対して約5倍である。

アンプを含むアンテナ構成

(1) より、帯域幅が10倍になることで、信号対雑音比(SN比)が一定の条件で、通信路容量は10倍になる。しかし、10倍の帯域幅は約10倍の雑音を発生するため、SN比が劣化しないように10倍の信号レベル、つまり、無線通信では10倍の受信電力が必要である。

また、(2) より、周波数が5倍の条件で10倍の受信電力を得るには、送信電力・送信アンテナ利得・受信アンテナ利得の積 $P_t G_t G_r$ を250倍にする必要がある。

シャノン=ハートレーの定理

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \cong B \log_2 \left(1 + \frac{S}{NF \times kTB} \right) \quad (1)$$

C : 通信路容量 [bit/s] NF : 雑音指数 [dB]
 B : 帯域幅 [Hz] k : ボルツマン定数 [J/K]
 S : 信号レベル [W] T : 温度 [K]
 N : ノイズレベル [W]

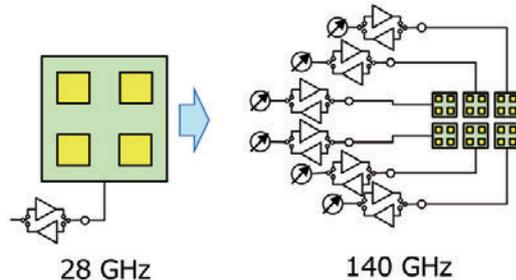
フリスの公式

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda_0}{4\pi D} \right)^2 \quad (2)$$

P_r : 受信電力 [W] G_r : 受信アンテナ利得 [dBi]
 P_t : 送信電力 [W] λ_0 : 波長 [m]
 G_t : 送信アンテナ利得 [dBi] D : 通信距離 [m]

$P_t G_t G_r$ を250倍にする方法の一つとして、アンプを含む28GHz帯のアンテナ構成を6.3倍にアレー化することが考え

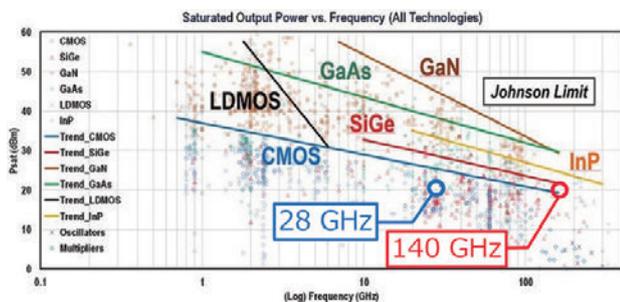
られる。例えば、図17に示すようにアンテナ構成を6セットにした場合、 $P_t G_t G_r$ は216倍となる。また、フェーズドアレーを構成できるため28GHzと同等の広カバレッジを実現できる。アンプの性能が28GHz帯と同等と仮定すると、消費電力は6倍に増加するが、アレー化せずに250倍の送信電力を得るためには250倍の消費電力が必要なため、それと比較すれば十分に現実的である。また、この時、周波数スケールリングにより各パッチアンテナの長さ・幅や素子間隔は1/5に、面積は1/25になり、かつアレー規模は6倍となるため、全体のアンテナ面積としては6/25、つまり約1/4になる。



■ 図17. $P_t G_t G_r$ を216倍にするアンテナ構成例

化合物半導体プロセスの必要性

テラヘルツ波帯では半導体プロセスも重要である。図18は各種半導体プロセスによるパワーアンプの動作周波数と飽和出力電力 (P_{sat}) のサーベイ結果である^[4]。28GHzではCMOSで20dBm以上の P_{sat} を実現できている。一方、140GHzで28GHz帯と同等の20dBmの P_{sat} を得るためにはCMOSプロセスは限界に達しており、InPなどの化合物半導体プロセスが必要になる。



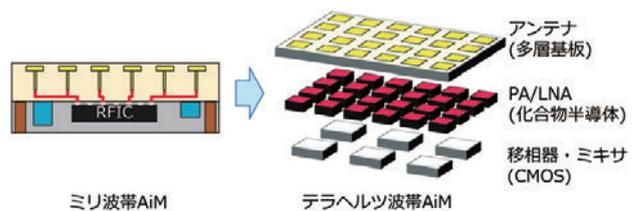
■ 図18. 各種半導体プロセスによるパワーアンプの動作周波数と飽和出力電力 (P_{sat}) のサーベイ結果

AiMパッケージングの変化予測と技術要求

以上の議論を踏まえ、テラヘルツ波帯AiMのパッケージングの変化予測を図19に示す。ミリ波帯のAiMはRFICサイズよりもアンテナアレーが大きい設計が多い。テラヘルツ波帯ではRFICサイズは大きく変化せず、前述のようにアン

テナアレーのサイズが約1/4になるため、アンテナアレーとRFICサイズが同程度になると予測できる。また、RFICにはアンプ以外に移相器やミキサの機能が必要だが、すべてを化合物半導体で実現すると、コスト増加を招く。アンプ部だけに化合物半導体を用い、他の部分はCMOSなどのシリコンプロセスで実現することが、低コスト化に向けて必要となる。

このようなテラヘルツ波帯AiMのパッケージングを実現するために、①RFIC機能を分割するという点でChiplet技術、②半導体とアンテナアレーが同等サイズになる点でチップサイズパッケージング (CSP) 技術、③モジュール化する観点から3次元実装技術が重要となる。



■ 図19. テラヘルツ波帯AiMのパッケージングの変化予測

4. おわりに

本稿では、5Gでの採用で注目が高まっているミリ波帯におけるモジュール技術と、6Gでの活用が見込まれているテラヘルツ波帯通信に向けた取組みを紹介した。まず、ミリ波帯における伝送損失の課題を克服するためにAiMが必要となる背景を述べた。次に、AiMを実現するための要素技術として、機能・付加価値を内蔵するためのパッケージング技術、ミリ波帯特有の課題を解決するためのアンテナ設計技術、低伝送損失を実現する基板材料開発・配線形成技術を述べた。最後に、テラヘルツ波帯通信に向けてモジュールがどのように進化していくのか、周波数や帯域の変化を基に予測を行い、必要となる技術に関して述べた。

(2022年9月13日 ITU-R研究会より)

参考文献

- [1] <https://www.murata.com/ja-jp/news/connectivitymodule/mmwave-rf/2021/1013>
- [2] https://ieice-hbkb.org/files/04/04gun_02hen_07.pdf
- [3] 須藤ほか, 信学技報, vol. 121, no. 361, MW2021-108, pp. 22-27, Jan. 2022.
- [4] https://gems.ece.gatech.edu/PA_survey.html