CMOS集積回路を用いた テラヘルツ広帯域通信と その応用

藤島 実 Minoru Fujishima 広島大学

1 はじめに

テラヘルツは電波と光の中間の性質を持つ 1TH z (テラヘルツ) 近くの電磁波である。この周波数帯の信号はフォトニクスデバイスや電子デバイスで生成・検出されているが、技術的難易度が高く、いまだ開発途上で広く利用されるには至っていない。しかしながら、このテラヘルツを用いた通信が近年注目を集めている。それは、マイクロ波やミリメートル波と異なり、圧倒的に広い 100GHz 近くの周波数帯域を使えるからである。このような広い周波数帯域は、光通信では当たり前のように用いられ、高いデータレートが実現されているが、無線通信でも利用できるようになったのである。更に、テラヘルツ信号の生成にはフォトニクスデバイスが先行して研究されてきたが、最近は集積回路による研究が活発になっている。これは電子デバイスの性能が向上しているためでもあるが、それだけではない。

確かに、ムーアの法則に従い、微細化の恩恵を受けて、シリコンだけでなく化合物半導体を用いたデバイスの性能は向上してきた。トランジスタのゲート長（あるいはベース厚）の縮小により容量や抵抗が減少すると、高周波性能は向上する。しかし、トンネル電流の影響や電源電圧の低下によるばらつきの影響が大きくなるため、単純な三次元の寸法縮小はできず、寄生容量や寄生抵抗の影響によりトランジスタの高周波性能は向上しなくなりつつある。デジタル回路では、トランジスタの性能が上がらずとも、微細化により配線長が短くなるため回路性能は向上している。一方、高周波、特にテラヘルツを扱う回路ではトランジスタの最高動作周波数 ($f_{\max}$) が重要である。CMOS 集積回路では、65nm プロセス以降 $f_{\max}$ は 300GHz 前後にとどまり、トランジスタの性能は余り向上していない。そこで、トランジスタの微細化に頼らない回路技術により、超高周波回路の実現がなされてきた⁽¹⁾。本稿では、テラヘルツ帯の中で最も有望と考えられる 300GHz 帯がなぜ通信に使われ

ようとしているのか、また CMOS 集積回路で 300GHz 帯通信をどのようにして実現するのか説明したい。そして、テラヘルツ通信の将来像について議論したい。

2 無線通信用途に有望な 300GHz 帯

なぜ 300GHz 帯は通信に有望なのであろうか。理由は二つある。一つ目の理由は周波数の割当規則である。電波は有限の資源であり、それぞれの周波数の利用法が決められるため、通信に利用可能な周波数帯は限られている。ミリメートル波以上の非常に高い周波数には広い周波数帯域が存在するものの、宇宙に関係する様々な観測用途に周波数が割り当てられており、連続した広帯域を通信に利用することが難しい。一方で 275GHz 以上のテラヘルツ帯の割当はまだ定められておらず、現在議論が進められている。テラヘルツ帯は指向性が高く、干渉が小さいことから通信と観測の共用も検討されている。そのため、275GHz 以上の周波数帯の通信利用の可能性は高まっている。

二つ目の理由は大気減衰である。周波数が高くなるにつれ、大気中の主に水分による減衰が大きくなる。しかし、大気中の水分による吸収は周波数に依存しており、200~300GHz に掛けて大気減衰が 10dB/km 以下となる広い電波の窓が存在している⁽²⁾。この二つの要因から、テラヘルツ帯の低周波域である 300GHz 帯が通信用として注目を集めている。テラヘルツ通信が議論されるワーキンググループの IEEE 802.15.3d では 252~322GHz のチャネル割当案が示されており⁽³⁾、この周波数帯域が今後通信に使われる可能性が高い。

3 300GHz 帯トランシーバ用 CMOS 集積回路

最初に述べたとおり CMOS 集積回路の $f_{\max}$ は

300GHz 近辺であり、300GHz 帯増幅器を用いることができない。したがって、トランシーバに通常用いられる、送信機の電力増幅器と受信機の低雑音増幅器を利用できない。後述のように、通信性能を決定付けるのは送信電力と受信機の雑音指数であるが、電力増幅器や低雑音増幅器がないことは無線通信を行う上で極めて不利である。この不利な条件をどのように克服すればよいのであろうか。送信機や受信機の無線フロントエンドを構成する高周波回路は、ベースバンドの変調信号を高周波信号へと変換することが基本的な機能である。増幅器を使うことができないれば、周波数変換を担うミキサが送信機の最終段、受信機の初段とならざるを得ない。その結果、このミキサの工夫が不利な条件の中で無線通信を実現する技術の鍵となる。

300GHz 帯 CMOS 送信機では、中間周波数信号 (IF) を高周波信号 (RF) に変換するアップコンバージョンミキサが最終段に用いなければならない。しかし、一つのミキサから得られる出力電力は小さい。通常は、電力増幅器で出力電力を増幅するのだが、たとえ電力増幅器を用いなくても、複数のミキサを並列接続し電力を合成すれば理論上電力を増大させることはできる。しかし、ミキサの並列接続は容易ではない。それは、周波数変換される信号と局部発信信号 (LO) の乗算を行うミキサは 2 入力 1 出力となるためである。2 入力 1 出力のミキサを並列接続するには、この三つの信号を図 1 のように、それぞれ並列に分割、合成しなければならない。しかし、三つの入出力にそれぞれ 2 分木を用いると信号線の交差が必ず生じる。これはレイアウトを複雑にするだけでなく、交差による信号の劣化が生じ、期待するような性能向上が得られない。

そこで、信号の劣化を生じさせないために、図 2 に示すように、入力 2 信号を一つの信号線に重畳するスクエアミキサを送信機の最終段に用いた⁽⁴⁾。重畳される二つの入力信号の周波数が近ければ、二つの信号を同時に一つの増幅器で増幅することができる。そうすれば、レイアウトを複雑にすることなく 2 分木により分割と合成が可能になる。スクエアミキサの基本動作は周波数ダブラと同様、入力信号を二乗することである。したがって、スクエアミキサでは、重畳された IF 信号と LO 信号の和が二乗される。展開された項には、重畳された二つの信号の積から成る所望信号が含まれる。一方で、所望信号のほかには、IF 信号の二乗や LO 信号の二乗から成る不要信号も同時に生成される。これらの所望信号と不要信号の周波数は互いに近いので、帯域フィルタを用いて除去することは難しい。そこで、図 3 に示すように、IF-LO 信号を入力するスクエアミキサと IF+LO 信号を入力するスクエアミキサの二つのパスに

図 1 300GHz 帯 CMOS 送信機において最終段のミキサを並列接続するときの課題。2 入力 1 出力のミキサではレイアウトが複雑になり、並列接続が困難になる。

図 2 300GHz 帯 CMOS 送信機のブロック図。最終段のスクエアミキサには IF 信号と LO 信号を重畳して入力する。

図 3 スクエアミキサで発生する不要信号の抑制。スクエアミキサでは重畳された IF 信号と LO 信号の二乗が出力されるが、二つのパスに分け、出力信号の差を抽出することにより、不要信号をキャンセルする。

分け、両方の出力をバランに入力する。そして、バランから差動信号を取り出すことにより、所望信号のみが残る、不要信号をキャンセルすることができる。

40nm CMOS プロセスを用いて、300GHz 帯送信機を試作した。送信機のチップ写真と測定結果を図 4 に示す。試作した 300GHz 帯 CMOS 送信機では、21 Gbaud, 32 QAM 入力時に最大 105Gbit/s のデータレートを実現している。一方で、3.52Gbaud, 128QAM 入力時には 24.64Gbit/s を 4.5GHz 帯域で生成すること

図4 300GHz帯 CMOS 送信機のチップ写真(上)とコンステレーションと出力スペクトルの実測結果(下)

図5 300GHz帯 CMOS 受信機のブロック図。300GHz帯増幅器をCMOS集積回路では、低雑音増幅器(LNA)とLOドライブ用増幅器は利用できない。

ができる。異なる周波数でこの4.5GHz帯域の信号を6チャンネル生成したときのスペクトルを重ね合わせた様子を図4下に示した。これにより、送信機はチャンネル帯域を制限することにより、合計で帯域幅27GHz(=4.5GHz×6チャンネル)の信号を生成することができる。これは60GHz帯で使われるチャンネル帯域幅2.16GHz信号の12.5チャンネル相当になる。

一方、図5には300GHz帯 CMOS 受信機のブロック図を示す⁽⁵⁾が、低雑音増幅器を用いることなく、どのようにすれば受信機の雑音指数を下げられるであろうか。受信機の雑音指数を下げるためには、初段のミキサの雑音指数を下げるだけでなく、変換損も小さくしなければならない。ミリ波以上の高い周波数帯では、局部発

図6 300GHz帯受信機に用いられる基本波ミキサ用LO信号生成回路。複数のダブラの信号を合成することによりミキサに大きなLO信号を供給する。

振信号の周波数を抑制するためにハーモニックミキサが用いられる場合が多いが、基本波ミキサの方がハーモニックミキサよりも変換損は小さくできる。ここで、基本波ミキサにはRF信号と同じ周波数のLO信号が必要となるが、LO信号用の300GHz帯増幅器は利用できない。一方で、ミキサの変換利得は局部発振信号の電力に比例するため、局部発振信号の電力は十分に大きくする必要があります。そこで、送信機と同様、図6に示すよ

図7 300GHz帯CMOS受信機のチップ写真(左)と受信信号のコンステレーションの実測結果(右)。受信機の入力信号は300GHz帯CMOS送信機により生成した。

図8 多層プリント基板を用いたCMOS・導波管インタフェース。多層基板内に導波管バックショート構造を作っている。

うに並列合成により十分な出力電力を持つLO信号を生成し、ミキサに供給している。

送信機と同様に40nm CMOSプロセスを用いて300GHz帯受信機を試作した。チップ写真を図7(左)に示す。LO信号を生成するための並列合成回路により、チップの大きな面積をLO信号用ドライバが占めている。受信回路の測定結果を図7(右)に示す。300GHz帯受信機に入力する300GHz帯の変調信号は図4に示す300GHz帯CMOS送信機で生成した。試作した300GHz帯CMOS受信機では、16QAM時に最大32Gbit/sが得られている。

4 300GHz帯トランシーバ用モジュール

3.では、300GHz帯トランシーバのコアとなるCMOS集積回路の技術を紹介した。CMOSチップの測定ではウェーハプローバに装着された導波管プローブを

用いていた。導波管プローブにアンテナを装着することも可能であるが、ウェーハプローバによる通信実験ではトランシーバを実用に結び付けることはできない。空間の電波と回路の電気信号を変換するアンテナとCMOSチップとの接続方法も重要である。ミリメートル波帯CMOSトランシーバではオンチップアンテナが用いられる場合がある⁽⁶⁾。しかし、オンチップアンテナのアンテナ利得は小さく、数cm程度の近距離無線に用途が限られる。一方で、通信距離を伸ばすには利得の高いアンテナを用いることが必要である。高利得アンテナのインタフェースは一般に導波管となるため、CMOSチップと導波管をつなぐインタフェースが必要になる。

そこで、実用化を考慮し、図8に示すような通常の高層ガラスエポキシプリント基板を用いたCMOSチップと導波管インタフェースを試作した⁽⁷⁾。CMOSチップは多層プリント基板にフリップチップ実装する。CMOSチップで生成される300GHz帯信号は、プリント基板上の200μm程度の短いマイクロストリップ線路

図9 プリント基板を用いた CMOS・導波管インタフェース内蔵モジュールの反射特性（左）とモジュールの写真（右）

図10 テラヘルツ送受信機の性能比較. 通信距離は波長, 受信 SN 比, アンテナ利得で正規化している.

を用いて伝送される。マイクロストリップ線路の先端には、パッチアンテナと類似の形状を持つ導波管変換プローブを形成した。導波管変換に必要となる $1/4$ 波長のバックショート構造は多層基板内に形成し、プリント基盤の表面には金属導波管フランジを装着した。これにより、CMOS・導波管変換を実現している。

図9に導波管開口部での反射特性とモジュールの写真を示す。プリント基板を用いた CMOS 導波管変換の可能性を示すことができた。ただし、基板の材料特性の誤差と CMOS チップの出力反射特性の見積もり誤差により、反射特性は 250GHz で最小となり 300GHz 帯から下方にずれている。

試作した CMOS 送信モジュールを用いて無線通信の実験を実施した。このモジュールの性能を比較評価するには、ほかのテラヘルツ通信実験による結果と比較する必要がある。一方で、それぞれの通信実験では、変調方式、アンテナ利得、周波数（波長）、許容ビット誤り率が異なるために、単純にデータレートと通信距離だけを比較することはできない。これらのパラメータが正規化

された通信距離 d_n は

$$d_n \equiv \frac{d}{\lambda} \sqrt{\frac{SNR}{G_t G_r}}$$

となる^{(7),(8)}。ただし、 d は通信距離、 λ は波長、 SNR は受信 SN 比、 G_t 、 G_r はそれぞれ送信用と受信用のアンテナ利得である。 d_n と雑音電力スペクトル密度 N_p ($= -174\text{dBm/Hz}$) とシンボルレート r_s を用いることにより、性能指標 FOM は

$$FOM \equiv N_p (4\pi d_n)^2 r_s = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 \left(\frac{SNR \cdot N_p}{G_t G_r}\right) r_s \leq \frac{P_t}{NF}$$

となる。FOM は、送信電力 P_t と受信機の雑音指数 NF の比で決まる。比較結果を図10に示す。我々の CMOS 送信機を用いた通信実験の結果はほかの化合物半導体を用いた結果と比較し遜色ないことが分かる。

5 テラヘルツ通信の未来

300GHz 帯を含むテラヘルツ通信の応用は、データセンター内のサーバ間通信や、ネットワークのバックホールとフロントホール、あるいは電子機器内の高速通信が考えられている⁽³⁾。これらは光ファイバで実現されてきた固定通信である。しかし、本来テラヘルツ通信は無線であり、固定通信の置き換え应用だけでは、その潜在的な能力を最大限引き出すことにならない。一方、テラヘルツの大気減衰は大きく、長距離通信に不向きであると思われるかもしれないが、2. に述べたとおり 300GHz 帯には大気の窓がある。また、波長が短くてもアンテナサイズが維持されれば、指向性は上がるものの伝搬損は小さくなる。将来、送信電力がワット級となり、アンテナ利得も大きくすれば、航空機や衛星と地上間の通信も不可能ではない⁽⁹⁾。

更に、遠い未来において、社会が抱える課題を解決するためにテラヘルツ通信を活用できないだろうか。例えば、実社会の様々な現象を大規模かつ正確にシミュレーションするために、スーパーコンピュータの性能向上は欠かせない。スーパーコンピュータの性能向上をこれからも期待するなら、解決しておかなければならない課題は何であろうか。スーパーコンピュータの演算性能は指数関数的に向上しており、およそ 10 年で 1,000 倍となっている。現在、1 秒間に 100 京回 (10^{18} 回) 浮動小数点演算を行うことのできるエクサスケールコンピュータの 2020 年の実現に向けて開発が進んでいる。もし、2020 年の後も演算速度の向上が続くとすれば 2030 年には 1 秒間に 10 垓回 (10^{21} 回) という途方もない速度で浮動小数点演算を行うことのできるゼタスケールコンピュータが誕生することになる。ここで一つ問題となるのが消費電力である。エクサスケールコンピュータでは消費電力は 20MW になると言われている⁽¹⁰⁾。一方で、演算能力が 1,000 倍高いゼタスケールコンピュータでは単にハードの規模を 1,000 倍にすると消費電力は 20GW となる。当然低消費電力化が進められるだろうが、ゼタスケールコンピュータの消費電力は 1GW 程度になるのではなかろうか。1GW の消費電力はおよそ原子力発電機 1 機に相当する。このようなスーパーコンピュータの膨大な消費電力を賄いつつ持続可能な社会を維持するためにはどうすればよいのであろうか。

安定した再生可能エネルギーの候補の一つとして、静止軌道衛星上の 2.5km 四方の太陽パネルを用いる宇宙太陽光発電の研究が進められている⁽¹¹⁾。この太陽光パネルは 1GW を発電できると言われている。宇宙太陽光発電で作られる電気はマイクロ波を用いて地上に送電される。この送電効率の目標は 50% となっている。しか

し、スーパーコンピュータを宇宙に設置し、宇宙太陽光で発電された電力をその場で消費すれば、送電損なく電力を有効に活用できる⁽²⁾。光ファイバを敷設することのできない宇宙のスーパーコンピュータに対する大容量のデータ交換が必要となるが、ここに超高速テラヘルツ通信を用いることは可能であろう。

また、間もなく、1 兆個を超える膨大なセンサで実社会をモニタし、その情報を人工知能で活用する時代となる。センサから得られる情報はそのまま蓄えられるわけではないものの、蓄えられるデータ量は指数関数的に増大する一方である。その一方で時間がたってアクセス頻度が低くなるコールドデータも増大する一方である。コールドデータはアクセス頻度が低いために、アクセス速度は重要ではない。遅いアクセスを許容するなら、コールドストレージデータセンターを地球以外の、例えば月面に建設することも可能であろう⁽²⁾。月までの光の伝搬時間は 1.3 秒である。したがって、アクセス速度は往復で 3 秒程度となるが、月面の有効活用の一つとして考えられるのではないだろうか。

更に、現在火星への有人探査と人類の移住が検討されている⁽¹²⁾。火星に移住した人類が地上と通信する手段は無線に限られる。100 Gbit/s のデータレートで情報が送り続けられれば、1 日で 1PByte を伝送することができる。火星が地球から最も遠くなると、光でも伝搬するのに 21 分掛かるためリアルタイムにはならないが、テラヘルツ通信を使えば地球と火星で大容量の情報を交

図 11 300GHz 帯通信を宇宙に用いるときに必要となる性能の試算結果。将来、テラヘルツ通信の送信電力が大きくなれば、宇宙に向けた広帯域通信リンクを形成することも可能になる。

換することが可能である。静止軌道、月、火星にテラヘルツ通信を実現するために必要となる性能を図 11 に試算した。すぐに実現できる技術とは言えないかもしれないが、人類の持続的な発展のために挑戦する価値のある研究課題となるのではないだろうか。

6 まとめ

300GHz 帯は大気減衰が比較的小さく、70GHz 近くの広い利用可能な周波数帯域を有する最後に残された周波数帯である。有線通信と同等のデータレートを実現できる 300GHz 帯無線通信は、2020 年以降の宇宙計画にも影響を与える可能性を秘めている。また、商用の光通信用 CMOS 超高速ベースバンド信号処理チップとテラヘルツフロントエンドと組み合わせれば、近い将来テラヘルツ通信は実用化されるであろう。しかしながら、CMOS 集積回路を用いたテラヘルツ回路の性能はいまだ十分とは言えない。化合物半導体による電力増幅器や低雑音増幅器などの技術を CMOS 集積回路と組み合わせることにより、更なる性能向上を図る必要がある。更に、ワット級の出力電力が必要となる応用には進行波管も考えられる⁽¹³⁾。CMOS 集積回路と化合物半導体や進行波管のヘテロジニアスな統合は、未来の課題を解決する鍵となる可能性がある。

謝辞 300GHz 帯 CMOS 送受信機に関する研究成果の一部は、総務省「テラヘルツ波デバイス基盤技術の研究開発—300GHz 帯シリコン半導体 CMOS トランシーバ技術—」を通じて実施したものである。本プロジェクト参加の情報通信研究機構、パナソニック、広島大学の関係各位に深謝する。

文献

- (1) M. Fujishima and S. Amakawa, "Recent progress and prospects of terahertz CMOS," IEICE Electron. Express, vol. 12, no. 13, p. 20152006, July 2015.
- (2) M. Fujishima and S. Amakawa, "Integrated-circuit approaches to THz communications: Challenges, advances, and future prospects," IEICE Trans. Fundamentals, vol. 100, no. 2, pp. 516-523, Feb. 2017.
- (3) http://www.ieee802.org/PARs/2015_11/15-15-0682-01-003d-3d-par-change.pdf
- (4) K. Takano, S. Amakawa, K. Katayama, S. Hara, R. Dong, A. Kasamatsu, I. Hosako, K. Mizuno, K. Takahashi, T. Yoshida, and M. Fujishima, "A 105Gb/s 300GHz CMOS transmitter," 2017 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC), vol. 60, pp. 308-309, Feb. 2017.
- (5) S. Hara, K. Katayama, K. Takano, R. Dong, I. Watanabe, N. Sekine, A. Kasamatsu, T. Yoshida, S. Amakawa, and M. Fujishima, "A 32 Gbit/s 16QAM CMOS receiver in 300 GHz band," 2017 IEEE International Microwave Symposium (IMS2017), pp. 1-4, June 2017.
- (6) J. Park, S. Kang, S. Thyagarajan, E. Alon, and A. Niknejad, "A 260 GHz fully integrated CMOS transceiver for wireless chip-to-chip communication," 2007 IEEE Symposium on VLSI Circuits, pp. 48-49, June 2012.
- (7) K. Takano, K. Katayama, S. Hara, R. Dong, K. Mizuno, K. Takahashi, A. Kasamatsu, T. Yoshida, S. Amakawa, and M. Fujishima, "300-GHz CMOS transmitter module with built-in waveguide transition on a multilayered glass epoxy PCB," The 2018 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS2018), pp. 154-156, Jan. 2018.
- (8) K. Takano, K. Katayama, S. Amakawa, T. Yoshida, and M. Fujishima, "Wireless digital data transmission from a 300-GHz CMOS transmitter," Electron. Lett., vol. 52, no. 15, pp. 1353-1355, July 2016.
- (9) 藤島 実, "テラヘルツ通信で新しい応用を開くシリコン集積回路," 信学誌, vol. 101, no. 6, pp. 554-560, June 2018.
- (10) P. Kogge, K. Bergman, S. Borkar, D. Campbell, W. Carlson, W. Dally, M. Denneau, P. Franzon, W. Harrod, K. Hill, J. Hiller, S. Karp, S. Keckler, D. Klein, R. Lucas, M. Richards, A. Scarpelli, S. Scott, A. Snavely, T. Sterling, R. S. Williams, and K. Yelick, "Exascale computing study: Technology challenges in achieving exascale systems," DARPA IPTO Report, Sept. 2008.
- (11) M. Mori, H. Kagawa, and Y. Saito, "Summary of studies on space solar power systems of Japan Aerospace Exploration Agency (JAXA)," Acta Astronautica, vol. 59, no. 1-5, pp. 132-138, 2006.
- (12) G. Daines, "NASA's Journey to Mars," NASA, 2015, www.nasa.gov/content/nasas-journey-to-mars.
- (13) 増田則夫, 吉田 満, 藤下祐亮, 小林潤一, 関根徳彦, 菅野敦史, "0.1/0.3THz 帯電力モジュールの開発," 信学技報, ED2015-110, pp. 111-116, Dec. 2015.

藤島 実 (正員：フェロー)

1988東大・工・電気卒, 1993東大大学院博士課程了, 同年東大・工・電子・助手。以来、非線形回路、量子回路、ミリ波回路の研究に従事。2009広島大学院先端物質科学研究科教授。博士(工学)。2011年度本会エレクトロニクスソサイエティ賞受賞。