

■10 群 (集積回路) - 7 編 (モノリシックマイクロ波集積回路)

4 章 高集積 MMIC 技術

■10 群 - 7 編 - 4 章

4-1 通信用 MMIC

(執筆者：西川健二郎) [2009 年 9 月 受領]

4-1-1 通信用 MMIC 開発の技術変遷

MMIC は 1980 年代に米国において主に軍用レーダ向けに開発が活発化し、実用化された。この動きに刺激され、欧州、日本においても MMIC の開発が進展してきた。1980 年代から 1990 年代前半は低歩留まり、高価であることから日本においては主に衛星通信用の MMIC が開発された。その後、衛星放送受信用 MMIC、地上におけるマイクロ波中継回線用 MMIC と開発が進められた。当初は増幅器、周波数変換器など一つないしは二つの機能回路を一つの MMIC 上に実現する構成となっており、一つの通信システムを実現するには複数の MMIC を実装し、モジュール化する必要があった。MMIC は GaAs などの化合物半導体で実現されるため、低コスト化、民生化のためには小型化／高集積化という要求が強く、これらを実現するためにコプレーナ型 MMIC¹⁾、多層化／3 次元 MMIC^{2), 3)} が提案、開発された。1990 年代後半から 2000 年以降においては携帯電話、無線 LAN などの発展により、MMIC の集積化が進むとともに、5 GHz 以下の周波数を用いる無線システムにおいては、Si 系デバイスの性能向上に合わせて、Si 系デバイスを用いた MMIC に置き代わっていった。一方、2000 年以降より高速な無線通信が目され、ミリ波帯特に、60 GHz 帯を用いた無線システム用 MMIC の開発も一層活発となっている。ミリ波帯では波長が短くなること、ワイヤボンディングなどによるチップ間接続の損失が大きいため、MMIC の高集積化がより重要となっている。

図 4・1 はデジタルマイクロ波中継回線システム用に開発された受信用 MMIC 及び無線モジュールであり、これまで HIC、MIC で構成されていた受信システムが MMIC 化によって従来の数十分の 1 のサイズとなっている。このシステムにおいては一つの MMIC に一つの機能を実現しており、複数の MMIC を一つのモジュール化して複数モジュールを用いてシステムを構築している。

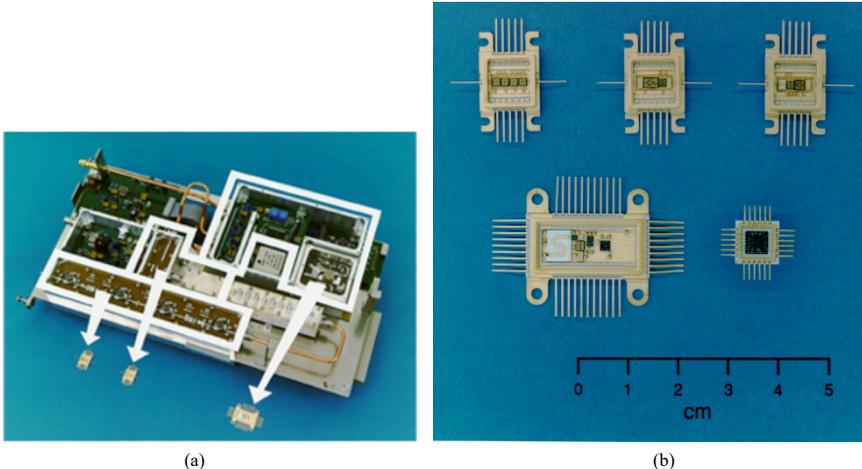


図 4・1 マイクロ波中継回線用 MMIC モジュール

4-1-2 多層化/3次元 MMIC

MMIC の一層の小型化，低コスト化，高集積化の実現に向けて，半導体基板上に多層の誘電体膜を形成し，その膜状に伝送線路などを形成して回路を構成する多層化 MMIC/3次元 MMIC が 1990 年代に提案され，開発が進められた．図 4・2 は 3次元 MMIC の構成³⁾を示した図であり，半導体基板上に FET，MIM キャパシタ電極，抵抗が形成され，接地導体は半導体基板上または多層誘電体膜上に形成される．多層誘電体膜は $10\ \mu\text{m}$ ($2.5\ \mu\text{m}\times 4$ 層)である．このような構成をとることにより，線路幅/間隔の極めて小さい伝送線路を形成できるとともに MMIC を構成する回路，特に受動素子を多層膜上に積層して実現できるため，従来構成のマイクロストリップ型 MMIC と比較して，1/20 程度まで小型化することができる．

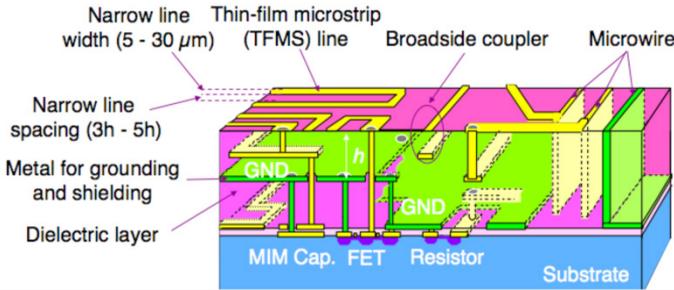
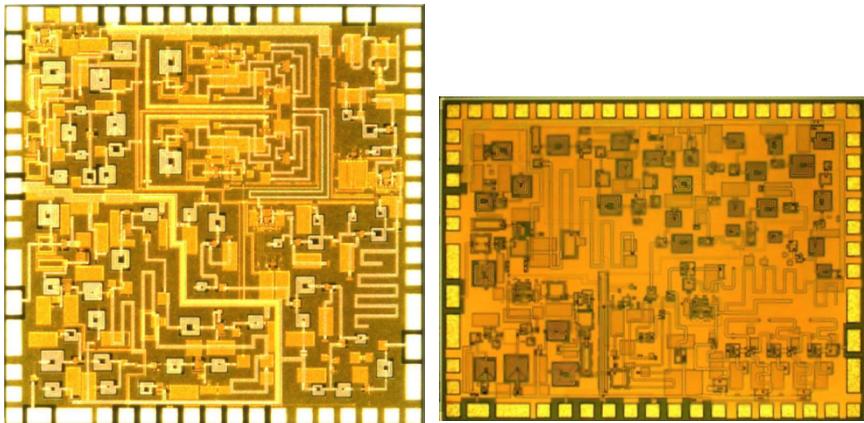


図 4・2 3次元 MMIC の構造

図 4・3 は 3次元 MMIC 技術を用いて実現された 26 GHz 帯無線通信用 MMIC の開発例である⁴⁾．RF 部を送信 MMIC，受信 MMIC，2 チップで構成している．送信 MMIC は $3\ \text{mm}\times 3\ \text{mm}$ のチップサイズ内に 26 の機能回路を集積化している．受信 MMIC は $3\ \text{mm}\times 2.3\ \text{mm}$ のチップサイズ内に 22 の機能回路を集積化しており，MMIC の小型化と高集積化を実現している．



(a) 送信用 MMIC ($3\ \text{mm}\times 3\ \text{mm}$)

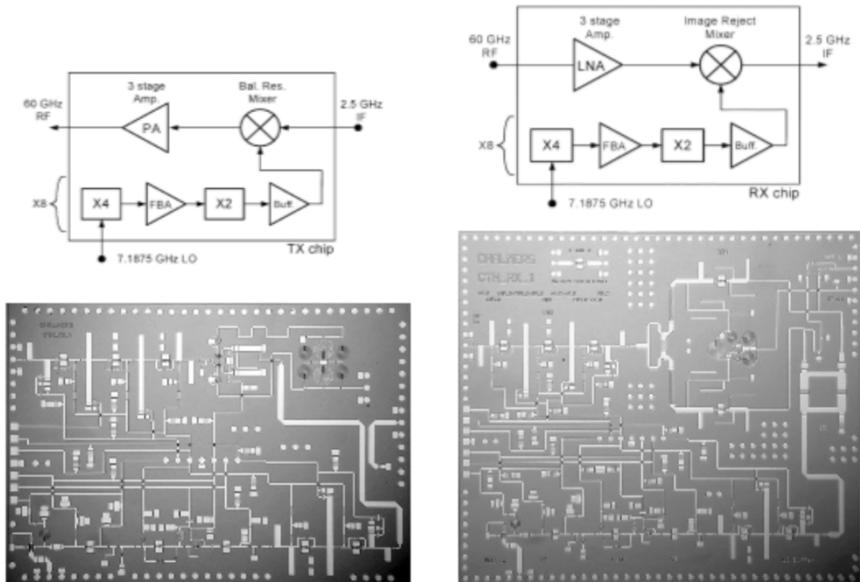
(b) 受信用 MMIC ($3\ \text{mm}\times 2.3\ \text{mm}$)

図 4・3 26 GHz 帯無線通信用 MMIC (文献 4) より引用)

4-1-3 ミリ波帯 MMIC

2000 年以降、無線通信に対する高速化の要求、半導体デバイスの進展などが重なり、ミリ波帯特に 60 GHz 帯を用いた無線通信システムの研究開発が活発になっている。更に、IEEE などでの標準化、WirelessHD などのコンソーシアムによる技術策定により、実用化開発が進展しており、市場が立ち上がりつつある。

ミリ波帯 MMIC はミリ波信号を可能な限り IC 上で処理し、IC 間接続、IC と他の素子との接続はできるだけ実装時に扱いやすい低い周波数帯で行うことがチップ間接続による性能劣化を抑止する意味でも重要であり、MMIC の高集積化開発が進んでいる。デバイスプロセスとしては化合物半導体である GaAs pHEMT が主に用いられている。図 4・4⁵⁾ は 0.15 mm GaAs pHEMT プロセスを用いた 60 GHz 帯 1 チップ送信 MMIC、1 チップ受信 MMIC の開発例である。送信 MMIC は高出力増幅器、周波数変換器、LO 信号用 8 通倍器を 5 mm×3.5 mm のチップ上に集積している。受信 MMIC は低雑音増幅器、周波数変換器、LO 信号用 8 通倍器を 5.7 mm×5 mm のチップ上に集積している。60 GHz 帯無線システムの RF 部を上記 2 チップで構成でき、システムの小型化と経済化を実現できる。



(a) 送信 MMIC (5 mm×3.5 mm)

(b) 受信 MMIC (5.7 mm×5 mm)

図 4・4 60 GHz 帯無線通信用 MMIC (文献 5) より引用)

4-1-4 今後の無線通信用 MMIC の動向

無線通信用 MMIC は Si デバイスの性能向上により携帯電話、無線 LAN などの比較的低い周波数帯、低出力電力、極めて大きい市場向けには SiCMOS を用いた IC が主力となっている。また、これら CMOS は RF 部の機能回路のみならず、変復調部、ベースバンド信号処

理部を一つの IC 内に構成するシステムオンチップ化が進んでいく。一方、ミリ波帯においても、90 nm CMOS 世代以降の先端デバイスの適用により RF 性能の高性能化が進んでおり、学会などでの発表件数もここ数年飛躍的に伸びている。ミリ波帯 MMIC も低周波数帯と同様に低出力電力を扱う応用分野においてベースバンド部/RF 部を集積化した 1 チップ送受信機 CMOSMMIC が発表⁶⁾されており、今後 CMOS 化が加速していく可能性がある。また、高集積、3 次元実装技術の進展により、MMIC の積層化、異種材料半導体 IC の集積化などにより一層の小型化が進むものと期待できる。

■参考文献

- 1) T. Hirota, et al., "Uniplanar MMIC Hybrids - A proposed new MMIC structure," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.28, no.3, pp.576-581, Mar. 1987.
- 2) T. Tokumitsu, et al., "Multilayer MMIC using a $3\mu\text{m}\times 3$ -layer dielectric film structure," IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp.831-834, May 1990.
- 3) T. Tokumitsu, et al., "Three-Dimensional MMIC Technology: A Possible Solution to Masterslice MMIC's on GaAs and Si," IEEE Microwave and Guided Wave Lett., vol.5, no.11, pp.411-413, Nov. 1995.
- 4) Y. Yamaguchi, et al., "Millimeter-Wave Highly-Integrated GaAs MMICs Using 3D-MMIC Technology," MWE2007, Workshop13-4.
- 5) S. E. Gunnarsson, et al., "Highly Integrated 60 GHz Transmitter and Receiver MMICs in a GaAs pHEMT Technology," IEEE J. Solid-State Circuits, vol.40, no.11, pp.2174-2186, Nov. 2005.
- 6) C. Marcu et al., "A 90 nm CMOS Low-Power 60 GHz Transceiver with Integrated Baseband Circuitry," ISSCC Dig., Tech., Paper, pp.314-315, Feb. 2009.

■10 群 - 7 編 - 4 章

4-2 車載レーダ用 MMIC

(執筆著：近藤博司) [2008 年 11 月 受領]

車載レーダは、近年自動車の安全走行制御と運転利便性を提供するためのキーセンサとしての位置付けが確立しつつある。車載レーダ中の主要機能はレーダ送受信機と信号処理回路であるが、なかでもレーダ送受信機は、汎用民生製品である車載レーダの性能・コスト比を大きく左右する。この観点から、マイクロ波・ミリ波 MMIC は、その量産性を踏まえて車載レーダ製品化当初から注目され、依然として解決すべき課題も多いが、今日ではほぼすべての量産型車載レーダ製品に採用されつつある。

本節では、車載レーダ用 MMIC について、その応用の背景を含めて、MMIC 技術の歴史と現状を解説する。更に、レーダ技術の今後の動向を見据えながら、MMIC 開発に対する課題を踏まえてその将来動向を探る。

4-2-1 車載レーダ用周波数の法的割り当て

電波を使う車載レーダは、各国の電波法規に則った製品であることが要求される。法規の主な内容は使用可能な周波数帯域、放射電力、アンテナ最大利得、または EIRP (Equivalent Isotropic Radiation Power) と使用目的の優先度であり、レーダの変調方式まで規定している国はない。自動車産業は今や国際市場を対象とすることが必須であるため、周波数帯域を含む電波法規の内容は国際的に共通であることが望ましく、概ねその方向にあるが、現在世界的にはほぼ完全に一致しているのは遠距離用レーダの 76.0~77.0 GHz の 1 GHz 帯域のみである。このため、各国での周波数帯の標準化状況を鑑みた製品開発をする必要があり、MMIC メーカー、レーダメーカーもこれらの周波数帯域を含む国際法規を考慮した開発を要求される。2009 年時点でのレーダ用周波数帯割り当て状況は以下のとおりである。

- 1) 76.0~77.0 GHz : 放射電力の規定は異なるが、周波数帯では世界共通。
- 2) 24.125 GHz ISM バンド : ほぼ世界共通に使える狭帯域バンド。
- 3) 24 GHz 帯 UWB バンド : 22~29 GHz のすべてまたは一部の使用が可能な UWB バンド。
規定放射電力が -41.3 dBm/MHz と低く、近距離用レーダ専用。USA, EU で使用可能であるが、周波数帯の規定は異なる。また、EU では 2013 年までの暫定開放。EU では新たに 26 GHz 帯の解放を検討中。日本では、2009 年に 24 GHz 帯、26 GHz 帯の期限付き開放が決まった。
- 4) 79 GHz 帯 : EU で 77~81 GHz が開放。上記 24/26 GHz UWB バンドの移行先。日本でも開放の方向で検討中。

4-2-2 車載レーダ用半導体の技術変遷

車載レーダの技術開発の歴史は古く、1950 年代まで遡ることができるが、民生市場に最初に導入されたのは、USA における 1993 年のバス、トラック向け 24 GHz 帯遠距離レーダである。当時、MMIC 技術の導入はその Cost/Performance の観点から妥当性が低く、送信部は Gunn ダイオード発振器、受信部はショットキーダイオードと個別部品による構成であった。その後、76~77 GHz が USA (1995 年)、EU (1998 年)、日本 (1997 年) で遠距離レーダ用に開

放されるに至り¹⁾、高利得アンテナの小型化によるレーダの小型化が可能となり乗用車搭載用レーダ製品の市場投入が 1999 年に実現した。しかし、最初の 77 GHz 帯車載レーダには、依然として Gunn ダイオード、ショットキーダイオードの組合せが使われている。MMIC の開発はこれ以前から進められていたが全 MMIC レーダの製品適用は 2002 年が最初である。

図 4・5 に、77 GHz 帯ミリ波遠距離車載レーダ製品の一例を示す。レーダユニット内にはミリ波アンテナ/送受信器とともに信号処理回路も内包し、ユニットからは検知された標的情報が出力される。



正面サイズは、製品により異なるが $10 \times 7 \text{ cm}^2$ 程度のもが多い。

図 4・5 77 GHz 帯遠距離車載レーダの一例

4-2-3 ミリ波車載レーダの構成と MMIC 技術

車載レーダに必要な主要半導体ミリ波機能は、発振器 (Osc)、送信用電力増幅器 (PA)、低雑音増幅器 (LNA)、受信用ミキサ (Rx-Mix) であるが、アンテナ及びミリ波実装構造もレーダ全体性能を大きく左右する重要な構成要素である²⁾。また、各半導体ミリ波機能に要求される仕様は、レーダとして検知すべき標的の種類、速度/距離/方向の検知を実現するためのレーダ変調方式、送受信構成方式、信号処理方式により異なり、上記機能の他に受信信号切替え用ミリ波スイッチが要求される場合もある³⁾。受信方式としては Cost/Performance の観点からほぼすべての現状製品は送信用 Osc.を受信用 LO (Local Osc.) としても用いるホモダイン方式を採用している。

また、今日製品採用されているミリ波 MMIC には、要求性能仕様を実現可能な唯一の実用的技術として GaAs 系化合物半導体を使用されており、2008 年時点での主流は $0.1 \sim 0.15 \mu\text{m}$ ゲート p-HEMT (pseudo-morphic HEMT) デバイスを用いる MMIC である。ただし、GaAs 系化合物半導体は $1/f$ 雑音が高いため、レーダ性能に重要な発振器仕様を満足するためには外部共振器を用いた通信発振または直接発振を用いるのが普通であるが、通信発振方式では当然通倍器が必要付加機能となる。

図 4・6 は車載レーダ用送受信器構成の一例であり、MMIC により実現可能なミリ波アナログ回路機能を示す。

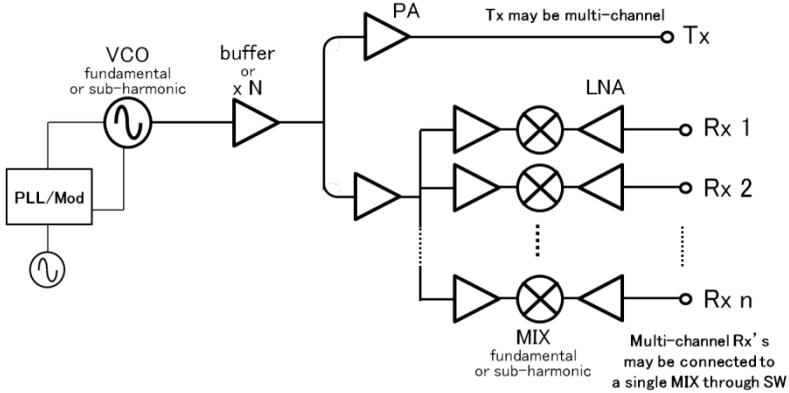


図 4・6 77 GHz 帯遠距離車載レーダ送受信器のブロック図の一例

4-2-4 車載レーダ用 MMIC 技術の変遷

車載レーダ用 MMIC では、その応用から受信系は 100 dB 近いダイナミックレンジに対応しなければならないこと、よって高い送受信間アイソレーションが要求されること、MMIC のチップに比較してサイズが大きい送受信アンテナに給電するためアンテナまでの大きなミリ波信号損失を考慮しなければならないことなどが特徴としてあげられる。したがって、車載レーダ用 MMIC の開発は、必要なレーダ性能を実現しながら、量産性、組立て容易性、低コスト性などを実現するための最適構成の模索の歴史とみることができる。

77 GHz 帯遠距離レーダ用 MMIC の開発は、まずは上述したミリ波各単機能を実現するチップ開発から始まった^{2),4),5)}。図 4・7 には開発初期に発表された各種 MMIC を示す。

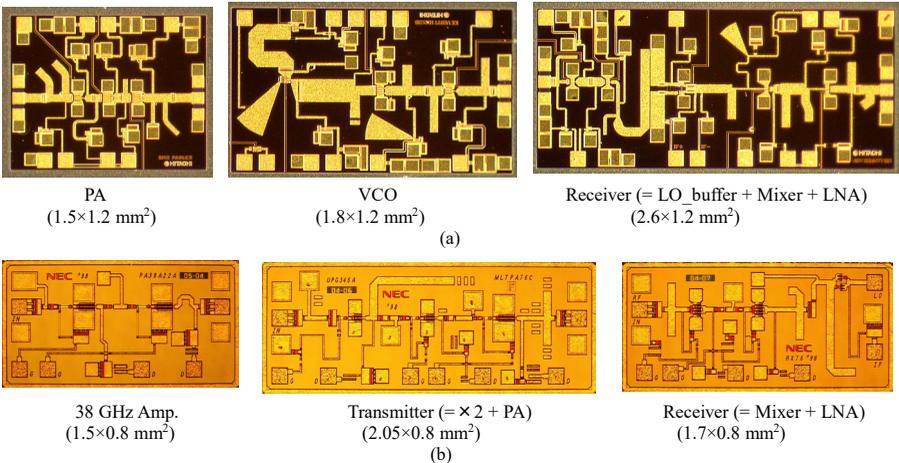


図 4・7 開発初期の 77 GHz 車載レーダ用 MMIC チップセットの例
 (a) : 文献 5) (1999 年) (b) : 文献 4) (1999 年)より引用

今日までに開発された発振器は低位相雑音化のために外部共振器型マイクロ波発振器と通倍器の組合せが多いが、直接発振も採用されている。受信ミキサも LO 信号として 77 GHz を採用する場合と、通倍型ミキサ方式を用いる場合がある。MMIC 回路レイアウトはマクロストリップ線路主導型とコプレーナ線路主導型がメインであるが、両者の優位性については依然として議論が分かれるところである。ホモダイン受信方式では、ミキサのベースバンド雑音が信号 S/N 比に大きく貢献するため、 $1/f$ 雑音の高い FET デバイスを用いないミキサ用ショットキーダイオード MMIC プロセスも開発されている⁶⁾。一方、MMIC の低コスト化は高集積化と同義である場合が多く、ミリ波複数機能を統合した集積化 MMIC の開発も積極的に行われた。送受信全機能（ただし、多くの場合は発振器は除く）を 1 チップに集積化した MMIC も開発され、図 4・8 はその一例である⁷⁾。また、汎用 MMIC チップのハンドリング容易化などの観点から、ミリ波 MMIC 実装用パッケージ開発と並んでフリップチップ実装用 MMIC も開発された⁸⁾。

また、車載レーダ技術の進展とともに、遠距離前方監視用レーダのみならず、各種応用シーンを想定した近距離周辺監視用レーダに対する要望も出現し、次節で述べるように近距離用 24 GHz 帯 UWB レーダには既に Si プロセスも採用されている。

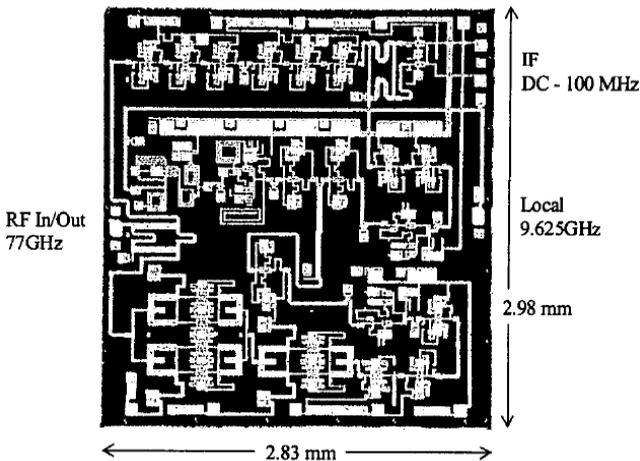


図 4・8 77 GHz 車載レーダ用高集積 MMIC の一例 (2000 年)
(文献 7) より引用)

4-2-5 今後の車載レーダ技術と MMIC 技術の動向

MMIC 技術の動向は、車載レーダ技術の動向と半導体技術の動向に大きく左右される。2000 年代の市場投入当初の車載レーダは、実用的には比較的限られた環境（例えば高速道路）での複数の走行車両の検知に限定されていた。また、実用化当初からの民生品に見合う低コスト市場要求と実勢価格との乖離などもあり、車載レーダそのものに対する社会的要請も世界的に高くはなかった。近年特にこの数年、車載レーダは、車メーカーによる安全走行制御の必要性強調と相まってその用途を拡大しつつ必須部品になりつつある。応用想定シーンでも、

高速道路から一般道への拡大、環境静止物検知の重要性拡大、歩行者検知の拡張、標的検知の高精度化と高速検知応答性の拡大などが要請されている。また、法制面でも 24 GHz 帯 UWB バンドが USA, EU で開放され、79 GHz 帯の広帯域開放の兆しもあり、市場が要求するレーダ性能向上を実現できる環境になりつつある。

これらの性能要請に対応するために、車載レーダの構成としては(1)受信(送信)多チャネル高機能化、(2)高速広帯域変調化、(3)レーダ信号処理の高度化などがキーとなる。

一方で、車載レーダ用 MMIC 技術は、個々の分野での性能の進歩はあるものの、77 GHz 用としてはその Cost/Performance の観点から使用される半導体技術は現在 0.1~0.15 μm ゲート GaAs 系 p-HEMT に留まっている。より高い性能を目指す m-HEMT (metamorphic HEMT) もあるが⁹⁾、ゲート長はその量産性から 0.1~0.15 μm に留まり、これら GaAs 系デバイスの周波数性能指数 f_t, f_{max} と低雑音指数 F_{min} は、各々 80~150 GHz, 160~250 GHz, 2~5 dB@77 GHz 程度である。近年、デジタル応用に開発されてきたシリコン (Si) 系プロセスのデバイス性能向上が著しく、SiGe HBT (Heterojunction Bipolar Transistor) 及び CMOS-FET (Complimentary MOSFET) のいずれでもミリ波帯アナログ動作が可能になってきた。図 4・9 は現在汎用的に生産または開発されている Si 系プロセス用デバイスの f_t, f_{max} と F_{min} をプロットしたものであるが、90 nm-nodes, 65 nm-nodes では汎用 GaAs 系デバイスに匹敵する性能を実現しつつあり、このような特性に着目したミリ波回路性能を実証する学会報告がこの数年急激に増加している¹⁰⁾。

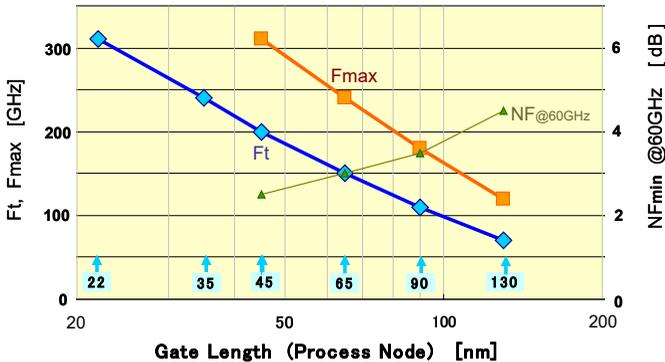


図 4・9 Si CMOS プロセスのデバイス性能

Si プロセス、特に sub-90 nm CMOS デバイスではその構造上、耐圧が 2 V 程度に劣化するため、PA などの大信号動作に対する大きな課題はあるものの、プロセスの汎用性、高機能高集積実現性、デジタル機能オンチップ化の可能性などは大きな利点である。

一方、SiGe HBT プロセスは、近距離検知用 24 GHz 帯 UWB レーダには既に製品レベルで市場投入されている¹¹⁾。また、SiGe HBT プロセスを採用した 77 GHz 帯レーダ用 MMIC が学会報告され、実用化に向けて開発中である^{12), 13)}。図 4・10 は 0.18 μm -Emitter SiGe HBT プロセスを採用した 77 GHz 帯レーダ用トランシーバ MMIC の一例を示し、4 チャネル受信器と送信器を集積化している¹³⁾。

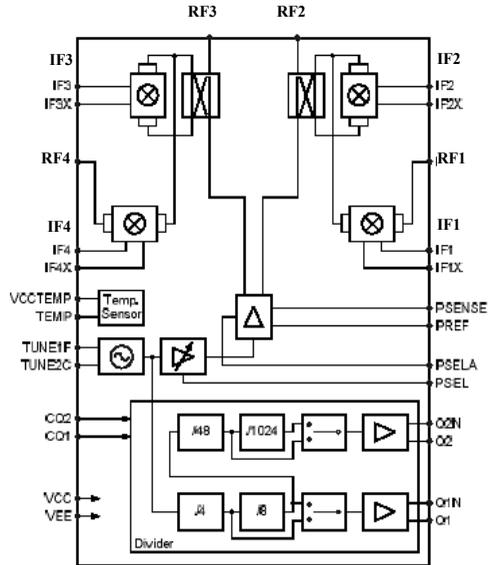
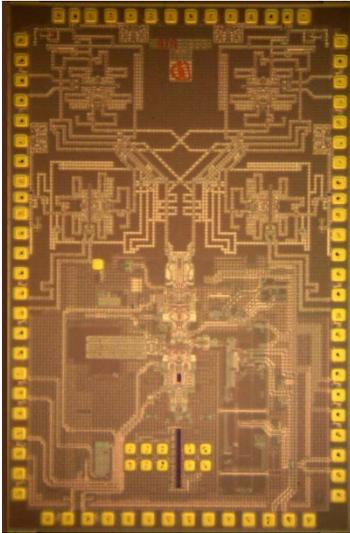


図 4・10 0.18 μm SiGe HBT プロセスを採用した 77 GHz トランシーバ (2008 年)
(文献 13)より引用)

■参考文献

- 1) 例えば, FCC 95-499 & ETSI EN 301 091 1998-06.
- 2) H. Kondoh, "77 GHz MMIC Transceiver integrated with a Planar Antenna for Automotive Radar Applications," IEEE IMS2002 Workshop WMA on Automotive Radars and Prospective Circuit/Antenna Technologies, Jun. 2002.
- 3) I. Gresham, et al., "A Compact Manufacturable 76-77 GHz Radar Module for Commercial ACC Applications," IEEE, MTT49-1, 2001.
- 4) H. Mizutani, et al., "76 GHz MMIC Chip set for Compact, Low-Cost and Highly Reliable Automotive Radar System," IEEE RFIC, 1999.
- 5) H. Kondoh, et al., "77 GHz Fully-MMIC Automotive Forward-Looking Radar," IEEE, GaAs IC Symp., 1999.
- 6) H. J. Siweris, et al., "A mixed Si and GaAs Chip Set for mm-wave Automotive Radar," IEEE, RFIC Symp., 2000.
- 7) Y. Mimino, et al., "Design Techniques of reducing Chip Area and Highly Integrated MMIC for W-band Application," IEEE, IMS2001, 2001.
- 8) Y. Watanabe, et al., "76 GHz Automotive Radar Chipset with Stabilizing Method for Face-Down High-Frequency Circuits," IEEE, ISSCC2000, Feb. 2000.
- 9) K. Kim et al., "A 77GHz Transceiver for Automotive Radar System using a 120nm In_{0.4}Al_{0.5}As/In_{0.35}Ga_{0.5}As Metamorphic HEMTs," IEEE CSICS, 2006.
- 10) IEEE IMS2008 Workshop WME, "CMOS/SiGe-based Systems for mm-Wave Commercial Applications," IEEE IMS2008, Jun. 2008.
- 11) H. Dominik, "Short-range Radar - Status of UWB sensors and their Applications," IEEE EuMC, 2007.
- 12) S. T. Nicolson, et al., "A Low-Voltage 77-GHz Automotive Radar Chipset," IEEE IMS2007, 2007.
- 13) H. P. Forstner, et al., "A 77 GHz 4-Channel Automotive Radar Transceiver in SiGe," IEEE RFIC Symposium, 2008.

■10 群 - 7 編 - 4 章

4-3 シリコン MMIC/RFIC

(執筆著：田中 聡) [2018年11月 受領]

シリコン MMIC/RFIC は低雑音増幅器、ミキサ、直交復調器、チャンネルフィルタなどからなる受信回路、発振器、分周器、チャージポンプ回路、ループフィルタからなるシンセサイザ回路、ミキサ、直交変調器などからなる送信回路及びそれらをあわせたトランシーバ回路から構成される。初期の MMIC/RFIC はディスクリート部品で構成していた回路をそのまま集積化しており、チャンネルフィルタ、イメージリジクションフィルタなどは別途 SAW (Surface Acoustic Wave) フィルタのような Q の高い部品を使用していたが、近年ではこれらの外付け部品を必要としない集積化に適した回路が使用されるようになってきている。また CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) デバイスの微細化に伴い、豊富な論理回路を容易にチップに集積できるようになり、キャリブレーション機能も搭載できるようになり、アナログ特性ばらつきにロバストな構成が適用されるようになってきている。更に検討を進め、低雑音増幅器、ドライブ増幅器などの一部の高周波回路以外をデジタル領域で構成しようという試みも検討が進んでいる。

4-3-1 受信回路

集積化受信回路としては図 4・11 に示すダイレクトコンバージョン受信回路¹⁻³⁾が多く用いられる。

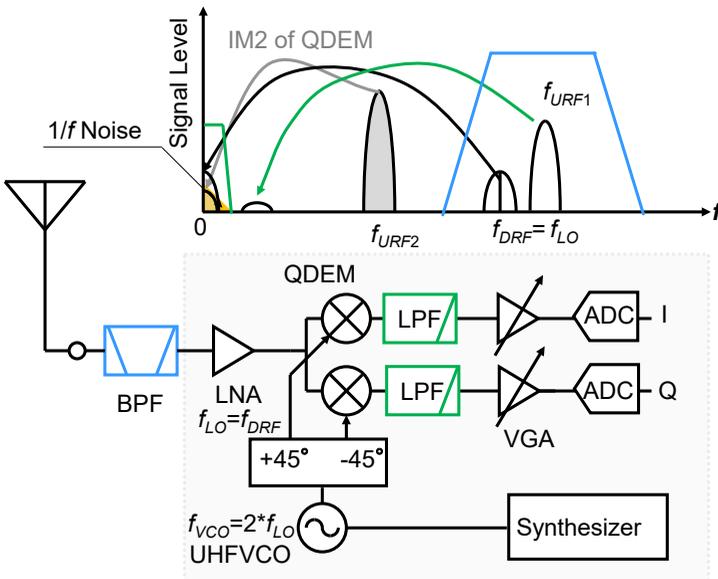


図 4・11 ダイレクトコンバージョン受信回路

ダイレクトコンバージョン受信回路は携帯電話，無線 LAN (Local Area Network) など多くのアプリケーションに適用される．まず受信帯域外の周波数 (f_{URF2}) をもつ妨害波信号を抑圧する帯域通過フィルタ (BPF) に信号を通した後，低雑音増幅器 (LNA) により信号を増幅する．この信号を受信信号周波数 (f_{DRF}) と同一の局部発振周波数 (f_{LO}) で動作する， 90° 位相差のある局部発振信号で駆動する 1 対のミキサから構成される直交復調器 (QDEM: Quadrature Demodulator) で I, Q ベースバンド信号に変換する． 90° 位相差は，電圧制御発振回路を局部発振周波数の 2 倍の周波数 (f_{VCO}) で発振させ，分周回路で分周させることで生成することが多い．直交復調器出力のベースバンド信号は微弱であり，なおかつ受信帯域内の妨害波を含むため，増幅段にて増幅すると共に，低域通過フィルタ (LPF) にてチャンネルフィルタを構成し，帯域内の周波数 (f_{URF1}) をもつ妨害波を除去する．ベースバンドで大きな利得が必要になるために増幅段を直結するとミキサ，増幅器の直流オフセットが大きくなるといった問題が発生する．変調信号帯域が広い場合は直流カットのキャパシタを挿入することで対策し，信号帯域が狭い場合は，別途直流オフセットキャンセル回路を設けて抑圧する³⁾ のが一般的な対処方法である．ダイレクトコンバージョン受信回路ではベースバンドに直接信号が変換されるため，CMOS プロセスを適用した場合は $1/f$ 雑音の影響を抑圧すること，直交復調器を構成するミキサの 2 次歪 (IM2) に起因した受信帯域内妨害波の影響を軽減することなどの課題もある．このため CMOS プロセス適用の場合はゲート幅を大きく取る，p 型 MOSFET で増幅器の増幅段を構成するなどの対策が必要であり，同時にミキサの線形性を改善する必要がある．

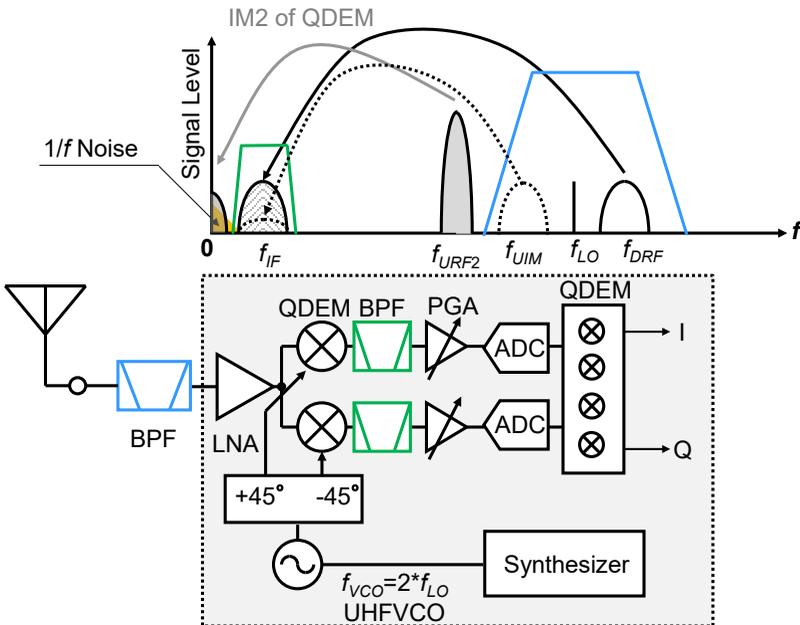


図 4-12 低 IF 受信回路

ダイレクトコンバージョン受信回路と近い構成の低 IF (Intermediate frequency) 受信回路を図 4・12 に示す⁴⁾。ミキサで周波数変換する場合に発生するイメージ信号を 1 対のアナログ RF ミキサと、デジタル信号に変換した後の 2 つの直交復調器で構成して、IQ 信号を再生すると共に、イメージ信号を除去する。イメージ除去の性能は RF ミキサのペアばらつきと 90° 位相の異なる局部発振信号の精度に依存する。アナログ部のばらつきについては、これをキャンセルする手法⁵⁾も提案されている。IF 信号周波数は、チャンネルフィルタを集積回路上での帯域通過フィルタで構成できるように低く設定する。Bluetooth[®]、第 2 世代携帯電話など比較の変調信号帯域が狭く、IF 周波数を低く設定できるアプリケーションに用いられる。図 4・12 の例ではアナログ、デジタル両方の回路でイメージ抑圧を図っているが、近傍妨害波レベルの低い Bluetooth[®] ではアナログイメージリジェクションミキサを適用する例⁶⁾もある。低 IF 受信回路では、CMOS プロセスを用いて受信回路を集積化した場合に問題となる $1/f$ 雑音の影響を受けにくい特長がある。またミキサの $IM2$ の影響も軽減できるメリットがある。ただし前述したように、近傍の妨害波が帯域内のイメージ妨害波として重畳されるため、帯域の広いアプリケーション、近傍チャンネルの信号が強いアプリケーションでは適切な IF 周波数を設定するのが困難になる。

信号帯域の増大と共に $1/f$ 雑音の影響は相対的に下がってきており、広帯域化の進む携帯電話ではダイレクトコンバージョン受信回路の採用が多い。

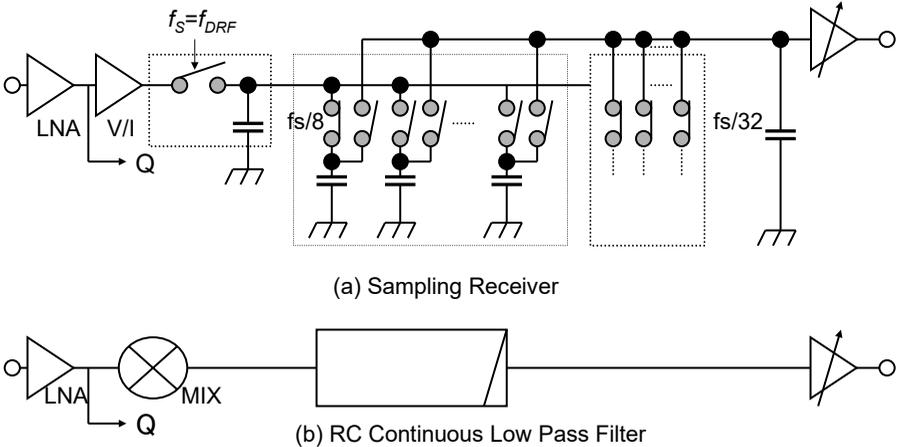


図 4・13 サンプリグ受信回路

受信回路の更なる進化として、ミキサをサンプリグ回路で置き換えると同時に、以降のフィルタを離散化回路で実現する事例⁷⁾もある。図 4・13 にこのサンプリグ受信回路を示す。ダイレクトコンバージョン受信回路のミキサをサンプリグ回路に置き換え、受信信号と同じ周波数でサンプリグし、更に低い周期で動作するスイッチドキャパシタ回路で LPF を構成するものである。IQ それぞれのサンプリグクロックは 90° 位相差をもつ。離散化回路はアナログ回路であるが、通常のアナログ回路よりデジタルプロセスとの親和性が高く、微細化 CMOS プロセスの活用が期待される。

更にサンプリング周波数を、受信信号の $1/n$ に下げることが検討されており⁸⁾、受信感度があまり高くない用途から適用が開始されている。

4-3-2 送信回路

集積化送信回路の代表的なものとして、図 4-14 に示す、ダイレクトコンバージョン送信回路^{1,2)}が挙げられる。受信回路と逆の動作をするもので DA 変換回路から出力された、I、Q 信号のイメージ信号などの妨害波を低域通過フィルタで除去した後、1 対のミキサで構成される直交変調器 (QMOD: Quadrature Modulator) にて RF 信号に変換する。送信信号に求められる特性として、出力電力レベルのダイナミックレンジがある。出力電力レベルの可変手段としては、直交変調器の前で、I、Q 信号のレベルを変える方法と、直交変調器の後で、RF 信号に変換してから変える方法の二つがある。前者は DA 変換回路の出力信号レベルを調整する方法と、ミキサの手前にアナログの利得可変手段を設ける方法が代表的である。どちらの方法も比較的消費電力で実現できる。後者は直交変調器の後に利得可変機能を持たせる方法である。RF 信号のレベルを変化させるため、消費電力が増加しやすい。直交変調器を構成するミキサのローカル信号のリーク成分があるため、I、Q 信号のレベルを小さくしすぎると、このリーク信号が顕在化する。このため直交変調器の前後でバランスよく信号レベルを変化させることが望ましい。

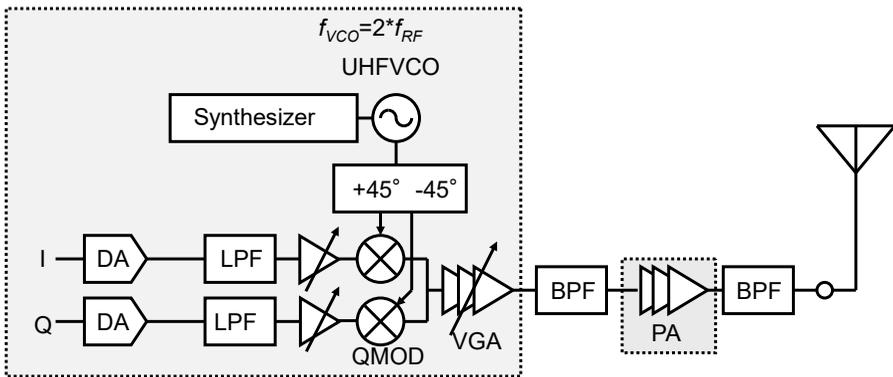


図 4-14 ダイレクトコンバージョン送信回路

変調信号によっては一定振幅の変調信号、たとえば第 2 世代の携帯電話の一つである GSM (Global System for Mobile Communications) に適用される GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying) も存在し、このような変調信号に対しては PLL (Phase Locked Loop) を利用して、発振回路に直接変調をかけるタイプの送信回路が適用されることがある。図 4-15 に、その代表例であるオフセット PLL 回路⁹⁾を示す。IF 信号を直交変調器で発生させる。RFVCO をこの IF 信号をリファレンス信号としてロックさせることで、一定振幅の IF 信号の変調を RFVCO にかける。通常の PLL と異なり分周回路の代わりにミキサにて IF 周波数に変換することで、ループ利得を下げることなく帰還をかけることができる。位相比較回路にはリミッタとミキサ (乗算回路) をあわせたものを適用している。RFVCO の出力の近傍雑音は PLL

回路のループフィルタによって強く抑圧されているため、近傍周波数雑音を取り除く帯域通過フィルタを電力増幅器の出力に挿入する必要がなく RFVCO の出力を直接電力増幅器で増幅することができる。この回路では図からもわかるように、複数の発振回路が必要になる。

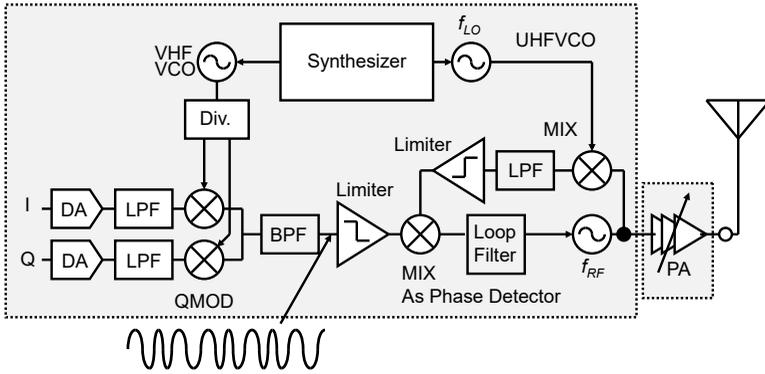


図 4・15 オフセット PLL 回路

発振回路の個数を低減する方式として図 4・16 に示す、 $\Delta\Sigma$ 送信回路^{1,2)}が挙げられる。この送信回路は、 $\Delta\Sigma$ シンセサイザ回路の周波数設定情報に変調信号のデータを重畳し、分周比を変化させることで、RFVCO に変調をかけるものである。ここではデジタル 2 値信号を GMSK フィルタに通し、オフセット PLL と比べると $\Delta\Sigma$ 変換回路の発生する雑音を抑圧するため、ループ帯域を狭くする必要がある。ループ帯域を狭くすると変調信号に影響を与えるため、変調信号の高域成分を直接 RFVCO に印加する方法¹⁰⁾、変調信号を $\Delta\Sigma$ 変換回路に印加する前に高域エンハンスのための高域通過フィルタを挿入する方法¹¹⁾、ループ帯域のばらつきを抑圧する方法¹²⁾などが提案されている。

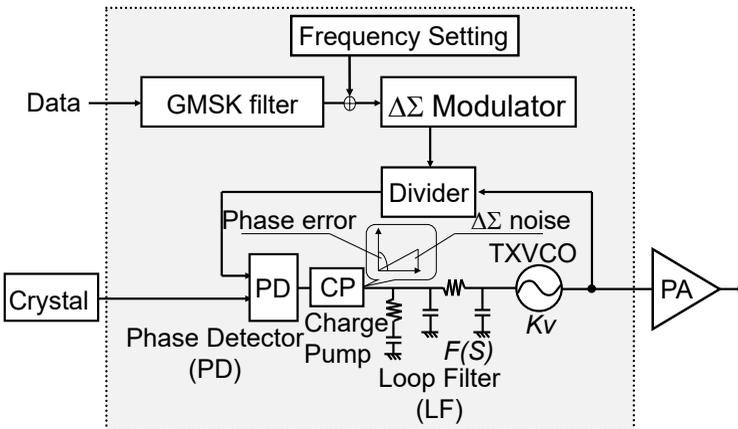


図 4・16 $\Delta\Sigma$ 送信回路

$\Delta\Sigma$ 送信回路を更に進め、構成要素の大半をデジタル化したものが ADPLL (All Digital Phase Locked Loop) 送信回路¹³⁾になる。ADPLL を適用した送信回路を図 4・17 に示す。発振回路には容量値を離散的に切り替える、DCO (Digitally Controlled Oscillator) を適用する。分周回路はカウンタと、遅延量をデジタル値に変換する TDC (Time to Digital Converter) の並列で置き換えられ、位相比較器、チャージポンプ、ループフィルタに当たる機能はデジタル回路で構成する。アナログ的な動作をしているのは DCO と TDC のみで他はすべてデジタル動作をする。ループ帯域は狭いので変調信号はリファレンスに加えるほか、高域信号で DCO を直接駆動している。

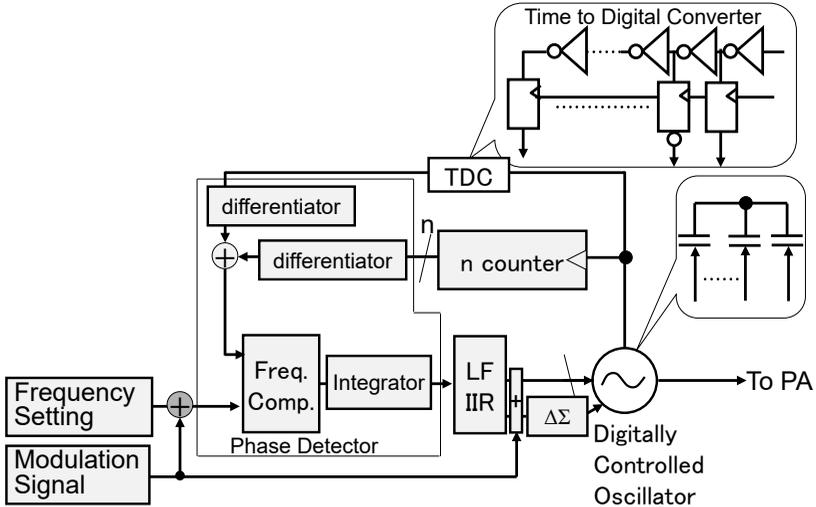


図 4・17 ADPLL 送信回路

送信回路は汎用的にはダイレクトコンバージョン送信回路が使われており、変調信号によっては PLL を利用した送信回路も適用されている。

■参考文献

- 1) S. Tanaka, "Circuit techniques for mobile communication transceivers," IEICE Trans. Electron. Vol.J89-C, No.10, pp. 622-640, Oct. 2006.
- 2) S. Tanaka, "Evolutional Trend of Mixed Analog and Digital RF Circuits," IEICE Trans. Electron, Vol. E92-C, No.6 pp.757-768, June 2009.
- 3) S. Tanaka, T. Yamawaki, K. Takikawa, N. Hayashi, I. Ohno, T. Wakuta, S. Takahashi, M. Kasahara, and B. Henshaw, "GSM/DCS1800 dual band direct-conversion Transceiver IC with a DC offset calibration system," Proc. of 27th ESSCIRC pp.492-495 Sept. 2001.
- 4) S. Dow, B. Ballweber, Ling-Miao Chou, D. Eickbusch, J. Irwin, G. Kurtzman, P. Manapragada, D. Moeller, J. Paramesh, G. Black, R. Wollscheid, and K. Johnson, "A dual-band direct-conversion/VLIF transceiver for 50GSM/GSM/DCS/PCS," IEEE, ISSCC 2002, pp. 230-231, Feb. 2002.
- 5) K. Maeda, W. Hioe, Y. Kimura, and S. Tanaka, "Wideband image-rejection circuit for low-IF receivers," IEEE ISSCC2006 Dig. Tech. Paper pp. 476-477, Feb. 2006.

- 6) M. Kokubo, M. Shida, T. Ishikawa, H. Sonoda, K. Yamamoto, T. Matsuura, M. Matsuoka, T. Endo, T. Kobayashi, K. Oosaki, T. Henmi, J. Kudoh, and H. Miyagawa "A 2.4 GHz RF transceiver with digital channel-selection filter for Bluetooth," IEEE, ISSCC 2002, pp. 94-95, Feb. 2002.
- 7) K. Muhammad, D. Leipold, B. Staszewski, Y.-C. Ho, C. M. Hung, K. Maggio, C. Fernando, T. Jung, J. Wallberg, J.-S. Koh, S. John, I. Deng, O. Moreira, R. Staszewski, R. Katz, and O. Friedman, "A discrete-time Bluetooth receiver in a 0.13 mm digital CMOS process," IEEE, ISSCC2004 Dig. pp. 322-323, Feb. 2004.
- 8) D.Banda, M.Motoyoshi, T.Koizumi, O.Wada, T.T.Ta, S.Kameda, N.Suematsu, T.Takagi, K.Tsubouchi, "1/2fs Direct RF Under Sampling Receiver for Multi Channel Satellite Systems," IEICE Trans. Electron., Vol.E98-C no.7, pp.669-676, Jul. 2015.
- 9) T. Yamawaki, M. Kokubo, K. Irie, H. Matsui, K. Hori, T. Endou, H. Hagsiawa, T. Furuya, Y. Shimizu, M. Katagishi, and J. R. Hildersley, "A 2.7V GSM RF Transceiver IC," IEEE JSSC, Vol. 32, no.12, pp.2089-2096, Dec. 1997.
- 10) B. Neurauter, G. Marzinger, A. Schwarz, and R. Vuketich, "GSM900/DCS1800 Fractional-N Modulator with two-point-modulation," IEEE MTT-S IMS Dig., pp. 425-428, June 2002.
- 11) W.T. Bax and M.A. Copeland, "A GMSK modulator using a DS frequency discriminator-based synthesizer," IEEE JSSC, Vol. 36, No. 8, pp. 1218-1227, Aug. 2001.
- 12) Y. Akamine, M. Kawabe, K. Hori, T. Okazaki, M. Kasahara, and S. Tanaka "DS PLL Transmitter with a Loop-Bandwidth Calibration System," IEEE JSSC Vol. 43, No.2, pp. 497-506, Feb. 2008.
- 13) R.B. Staszewski, J.L. Wallberg, S. Rezeq, Chih-Ming Hung, O.E. Eliezer, S.K. Vemulapalli, C. Fernando, K. Maggio, R. Staszewski, N. Barton, Meng-Chang Lee, P. Cruise, M. Entezari, K. Muhammad, and D. Leipold, "All-digital PLL and transmitter for mobile phones," IEEE JSSC Vol. 40, No. 12, pp. 2469-2482, Dec. 2005.

■10 群 - 7 編 - 4 章

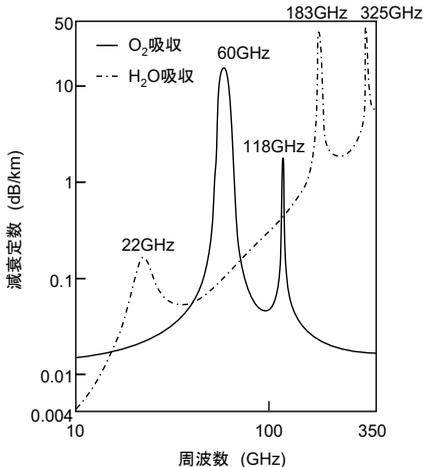
4-4 ミリ波 CMOS MMIC

(執筆著者：藤島 実) [2009 年 4 月 受領]

4-4-1 ミリ波のなかで注目される 60 GHz 帯

(1) ミリ波の歴史と 60 GHz 帯の大気伝搬特性

ミリ波とは、30～300 GHz の周波数帯で、波長が 1～10 mm の電波をさす。その波長は可視光の波長の約 1 万倍である。無線 LAN に用いられる数 GHz の電波の 1/10 程度の波長であるが、直進性が強く身の回りのものでは回折が起こりにくいため、見通し以外では電波が届きにくい光に近い性質を有する電磁波である。ミリ波の歴史はマクスウェルが電磁気の基礎方程式を構築した 19 世紀後半に遡る。ミリ波を用いた最初の実験では、1890 年代に Bose が電極間スパークに実施したものが最も古く、マイクロ波通信はミリ波から始まったともいえる。そのミリ波が、今からおよそ 60 年前の 1946 年に 60 GHz の吸収帯が発見されることにより、ふたたび注目されるようになる。図 4・18 に大気中に含まれる酸素と水蒸気による電波の減衰定数を示す。大気中では酸素分子の共振により 60 GHz において -15 dB/km という極めて大きな減衰を示す。これは、ミリ波帯 30～300 GHz のなかで最も大きな減衰である。



高速データ通信を実現できる 60 GHz 帯では酸素の吸収により大気中で大きく減衰する。

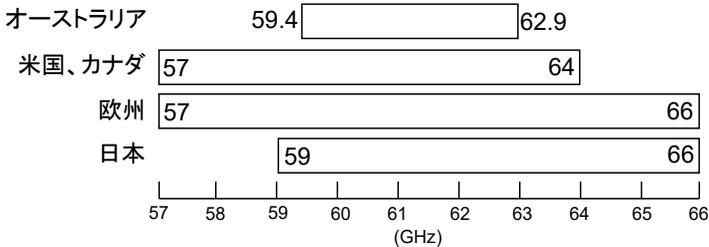
図 4・18 大気中における電波の減衰

無線通信において、大気中を伝搬しにくい周波数帯は通信距離が伸びないため、大きな欠点と考えられる。しかし、この性質を違う角度から眺めてみると、端末どうしが少し離れると干渉が起こりにくいことを示している。この性質をうまく利用することにより、60 GHz を中心に広い帯域幅を割当てることができる。シャノンの定理により通信容量は帯域幅に比例するので、広い帯域を割り当てられれば高い通信速度を実現できる。これが、60 GHz 帯が現在、ミリ波帯の中でも非常に注目を集めている周波数帯となっている背景である。一方 60

GHz 帯の前後の周波数では、35 GHz 付近、80 GHz 付近に酸素や水による吸収が起きず、大気での減衰量が小さくなっている周波数帯が存在する。これは一般に「電波の窓」と呼ばれている周波数帯で、ここでは 1 km 当たりおおよそ 0.1~0.3 dB と、60 GHz に比べて大気による減衰がほとんど生じない。この性質を利用することにより、77 GHz 帯は車載用長距離レーダ (LRR) に応用されている。

(2) 60 GHz 帯の周波数割当て

60 GHz 帯の世界各国における割当て状況を図 4・19 に示す。オーストラリアでは 59.4~62.9 GHz、米国、カナダでは 57~64 GHz、欧州では 57~66 GHz が割当てられている。日本では平成 12 年に特定小電力 (10 mW 出力) で 59~66 GHz の 7 GHz の帯域が割り当てられている。この 7 GHz 帯域はマイクロ波帯 UWB (マイクロ波帯を用い、超広帯域 (UWB: Ultrawide Band) を利用する近距離高速な無線通信方式) のために米国で割り当てられた 3.1 GHz~10.6 GHz 帯とほぼ同じ帯域となっている。マイクロ波帯 UWB では、既に 5 GHz 帯を占有している無線局が存在するためにその周波数を避けて利用することになっており、フルバンドで使用することはできない。また、出力電力も 322 MHz 以下で適用されている微弱電波局と同等の電波強度に限られている。UWB では、その通信速度として 480 MBps が達成されている。更に上位規格では 1 Gbps まで可能であるといわれている。60 GHz ミリ波帯では、7 GHz 帯域をプラットフォームに利用できるため、1 Gbps を超える伝送速度を容易に実現できる。



日本では 7 GHz の帯域が出力 10 mW の特定小電力無線として平成 12 年に割り当てられた。

- ・ USB (3.1~10.6 GHz) とほぼ同じ帯域
- ・ 現用周波数との干渉なし

図 4・19 60 GHz 帯の各国での周波数割当て状況

4-4-2 60 GHz 帯 CMOS 回路普及の背景

60 GHz 帯はこのように特徴的な伝搬特性とそれを活かした規格が与えられた。しかし、これだけでは今日のような産学あがてのミリ波 CMOS 回路のブームは沸き起こらない。60 GHz 帯のもつ物理的な特徴に加えて、開発コストのかかる CMOS 回路への応用を可能にする社会的背景がここ数年明確に見えてきたのである。ミリ波応用に向けて CMOS 回路の研究開発が加速された社会的背景には三つの要素があると考えられる。一つはデジタル家電のハイビジョンへの移行などの新しいアプリケーション開拓、二つ目は周波数資源の拡大ニーズ、すなわち使用されていない周波数帯の開拓、三つ目がデバイステクノロジーの進歩である¹⁾。

(1) ハイビジョンへの移行

ハイビジョンの動画像を伝送するための規格が HDMI (High Definition Multimedia Interface) である。HDMI 1.2 の規格では RGB の三つのピンでそれぞれ 1.65 Gbps (1.65 Gbps × 3 色 = 4.95 Gbps) の伝送速度が必要となる。60 GHz 帯を利用すればこの通信速度は無線で容易に達成可能である。これは、60 GHz 帯では、UWB と異なり既存無線局が存在しないためフルバンドを利用でき、出力電力も 10 mW という UWB に比較しおよそ 2 桁程度強い電波を用いて通信することができ、1 Gbps を超える超高速無線通信が実現可能なためである。更に、2011 年に予定されている地上波放送の完全デジタル化により、今後ハイビジョンをベースにしたテレビ、ビデオなどの家電製品が急速に普及すると考えられる。ハイビジョン信号を時間遅れなく伝送するための 1 Gbps 以上の無線通信を実現する最有力候補が 60 GHz 帯通信である。量産に適した CMOS プロセスを用いることにより、デジタル回路とともにミリ波フロントエンド（デジタル信号をミリ波帯の無線信号に変換する、またはミリ波帯無線信号をデジタル信号に変換するための回路）を 1 チップで構成することができれば、超高速無線通信を低コストで実現でき、新しいアプリケーションを生み出すことができる。また動画に限らず、60 GHz 帯を利用すれば数ギガ byte の映画などのコンテンツを数秒で伝送可能となり、超高速通信の新たな付加価値が生み出すこともできる。

(2) 周波数資源の拡大

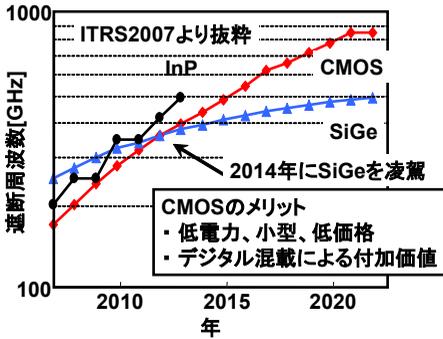
社会が複雑になる中で人々が安心・安全に暮らすには、無線通信を用いるユビキタスセンサネットワークが今後大きく貢献すると考えられる。人・車・家電などのオブジェクトヘンサを導入して安心・安全な社会生活を実現しようとするものである。センサネットワークのアプリケーションでは膨大な量のセンサが用いられ、それぞれが無線通信をするため、端末数に比例した通信チャンネルが必要になってくる。周波数は有限の資源であるために、センサネットワークのような新しいアプリケーションを生み出すには新しい周波数資源を開拓していかなければならない。新しい周波数資源の開拓が、ミリ波帯周波数領域を研究開発する一つの背景となっている。

(3) デバイステクノロジーの進歩

デジタル家電製品へミリ波通信を組み込むには、ミリ波回路がロジック用 CMOS プロセスで作られる必要がある。CMOS の微細化技術により MOSFET の高周波性能は急激に向上した。ITRS 2007 (International Technology Roadmap for Semiconductors 2007 年版) によれば、MOSFET の高域遮断周波数 (f_T) は、2014 年には SiGe HBT をも上回ると予測されている (図 4・20)。

半導体デバイスが同じ加工精度で製造されるのであれば、半導体材料のキャリア移動度で高周波特性が決まる。Si は InP や SiGe のような化合物半導体よりも電子の移動度が低いために、同じ加工精度であれば高周波性能が悪くなる。このため、これまで、Si は化合物半導体に比べて高周波性能が低かった。しかしながら、デジタル回路の性能向上のために、化合物半導体に比べて桁違いに大きい投資が微細化になされ、Si だけが化合物半導体と比べて微細加工技術が急激に進むことになる。微細化によりデバイスの高周波性能を決めるキャリア走行時間が短縮し、低い移動度のハンディを上回るようになったのだ。今後 10 年以内に、

CMOS プロセスをベースにした NMOSFET は他のどのデバイスよりも高速かつ高周波動作となると予想されている。その結果、これまで利用されてこなかった 10 GHz 以上の準ミリ波帯及びミリ波帯の新しい利用が、量産に適した CMOS 技術をベースに生まれようとしている。

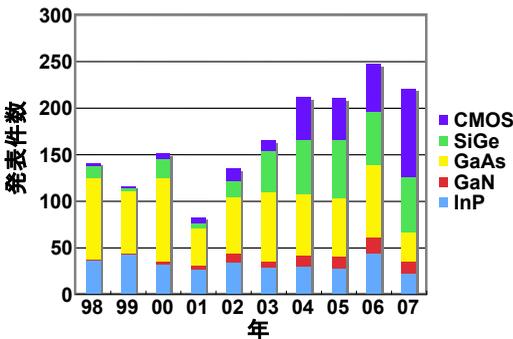


CMOS は微細化により急速に高周波特性を向上させている。現在の進歩が続くと 2014 年には SiGe の高周波特性をも上回ると予想される。

図 4-20 デバイス性能の年次推移

4-4-3 ミリ波回路の研究開発動向

以上のような物理的及び社会的背景の中で、近年 SiGe, CMOS などの Si 系デバイスを用いたミリ波帯 IC に関する研究開発は活発になってきている。IBM では、2006 年に SiGe テクノロジーを用いて 60 GHz 帯トランシーバチップを発表している²⁾。図 4-21 にミリ波に関する論文発表件数の推移を示す。このなかで注目すべきは 2006 年から 2007 年にかけての GaAs と CMOS に関する論文数である。2006 年までは、デバイス性能の高い GaAs などの化合物半導体を中心にミリ波への開発応用が進められてきた。しかしながら、2007 年には GaAs を用いたミリ波に関する論文数が減り、代わって CMOS を用いた論文数が大きく増えている。2007 年度には 100 件近くもの論文が発表され、ミリ波 CMOS 回路がいかに注目されているかが窺える。この 2, 3 年の間に GaAs から CMOS へと研究対象をシフトした研究者も多いであろう。



2006 年から 2007 年にかけて、GaAs を用いた論文が顕著に減り CMOS を用いた論文が顕著に増加した (IEEE eXplorer データベースに登録されている論文をキーワード検索を用いて調査した)。

図 4-21 ミリ波に関する発表件数の推移

2008 年に制定された 60 GHz 帯無線の規格である IEEE 802.15.3c (2008 年 9 月現在 IEEE 802.15.3 Task Group 3c (TG 3c) で規格作成作業が行われている。進捗状況は <http://www.ieee802.org/15/pub/TG3c.html> で見ることができる) は、今後一層の研究開発を促進するであろう。

■参考文献

- 1) 藤島 実, “ミリ波 CMOS,” 電子情報通信学会総合大会シンポジウム, CT-1-3, SS-14-15, 2007.
- 2) Ullrich R. Pfeiffer, Janusz Grzyb, Duixian Liu, Brian Gaucher, Troy Beukema, Brian A. Floyd, and Scott K. Reynolds, “A chip-scale packaging technology for 60-GHz wireless chipset,” IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., Aug. 2006.