

GaAs デバイス技術のミリ波応用

Application of GaAs Device Technology to Millimeter-Waves

徳満 恒雄*

Tsuneo Tokumitsu

久保田 幹

Miki Kubota

酒井 和男

Kazuo Sakai

川合 貴久

Takahisa Kawai

SEDI/SEIで開発した3次元Wafer-Level Chip Size Package (WLCSP) 技術を基盤とするミリ波GaAsデバイス技術を紹介する。この“3-D WLCSP”は10GHzからミリ波に到るまで対応可能なフリップチップ実装構造のプラットフォームであり、現在使用するトランジスタは0.1 μ mゲート長・AlGaAs/GaAs PHEMTである。自動車レーダ(76GHz帯、79GHz帯)市場は2016年には数百万ユニットに達すると予測されている。80GHz帯(Eバンド)高速無線通信は急拡大する携帯・モバイル通信を支える大容量バックホールとして実用化の機運が高まってきた。これらの応用分野に対する当社の3-D WLCSP MMICについて記述する。併せて、市場における技術動向を踏まえて3-D WLCSP技術の優位性について述べる。

This paper introduces a novel three-dimensional wafer-level chip size package (3-D WLCSP) technology developed by Sumitomo Electric Device Innovations, Inc. and Sumitomo Electric Industries, Ltd. Our 3-D WLCSP monolithic microwave integrated circuit (MMIC) employs 0.1 μ m-gate AlGaAs/GaAs pseudomorphic high electron mobility transistors (PHEMTs) and is designed to be flip-chip assembled to make an excellent platform working at all frequencies from 10 GHz to millimeter-waves. In the millimeter-wave region, the 76 GHz- and 79 GHz-band automotive radars are rapidly growing in popularity and the 80 GHz-band (E-band) high-speed microwave communication transceiver is taking off in production. This paper describes our 3-D WLCSP MMIC for such applications, making a comparison between 3-D WLCSP and Si-based technologies.

キーワード：3次元WLCSP、ミリ波応用、フリップチップ、集積性、実装性

1. 緒言

最も早く市場に登場したミリ波技術である自動車安全走行支援用ミリ波レーダ市場が立ち上がって10年程経過し、その市場規模は毎年大きくなっている。2016年には数百万ユニット／年に達するとみられる。それに伴って大衆車にまで適用範囲が広がりつつあり、低価格量産技術が必須になってきた。低コスト・量産化を担うものとしてSiGe HBT^{(1),(2)}やCMOS^{(3)~(5)}がGaAs PHEMTに対抗している。しかし、車載レーダ用途ではエンジンルーム付近に取り付けられるという特殊性があるためSiかGaAsかという議論は決着していない。現在両立して市場を二分している。また、生産規模および多様なレーダ装置仕様に起因して、今でも小回りが利く製造技術が求められている。住友電気デバイスイノベーション(SEDI)および当社(SEI)では3次元GaAs MMIC技術を発展させたWafer-Level Chip Size Package (WLCSP) 技術を立上げた^{(6)~(8)}。接地導体で覆われたチップ表面の微小半田ボールを介してフリップチップ実装できる特徴を持ち、パッケージ不要、ワイヤ接続・調整不要、3次元高集積を実現している。そのため、アセンブリの簡易化と量産化に応えられる技術であり、既に13GHzから38GHzにわたる基地局間無線通信(以下、Radio-Linkと称する)用途に採用されつつある。この技術によればマイクロ波からミリ波まで最終製品形態

が変わらないため、76GHz/79GHz帯自動車レーダ用および80GHz帯(Eバンド)用MMICの開発も比較的容易に進捗できる。

ここでは、この3-D WLCSP技術をベースにしたミリ波デバイス研究開発の概要について述べる。先に、既に商用化されているミリ波レーダ用モジュールについて概説する。次に、低コスト化・量産化を目的とした3-D WLCSPの構造と特徴について述べる。次に、3-D WLCSP対応のミリ波レーダ用デバイスおよびEバンド通信用デバイスの各種機能設計について述べる。また、他技術に対する優位性についても言及する。

2. 現行ミリ波レーダの概要

車間距離を測定する自動車ミリ波レーダではFMCW(Frequency Modulated Continuous Wave)方式が主流である。この方式では鋸歯状に周波数変化する信号を前／後方に発出し、前／後方車両で反射され自車で受信される信号とのビートを生成し、このビート周波数 f_b から車間距離 R を算出する。図1に原理図と演算式を示す。

現在、使用する周波数 f は $76\text{GHz} < f < 77\text{GHz}$ 内に収まらなければならない(将来的には79GHzを中心にした

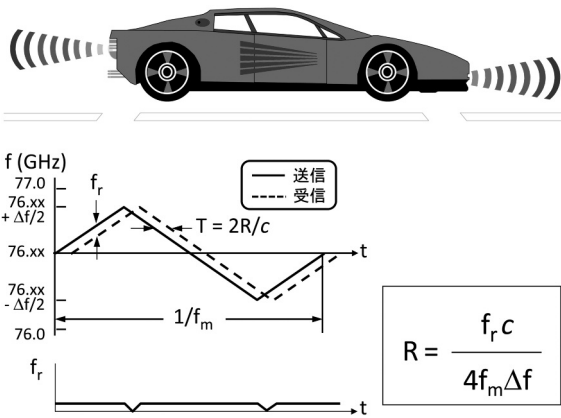


図1 FMCWレーダの原理
(c：光速、Δf：周波数変化幅、f_m：繰返し周期)

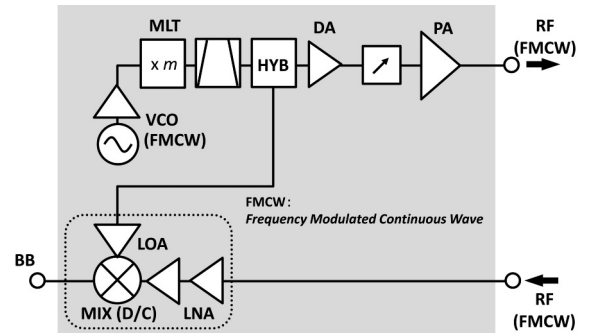


図2 レーダユニット・ミリ波モジュールの基本構成

4GHz帯域のシステムも考えられている)。また、周波数変調には高い線形性と低位相雑音性能が要求される。車間距離が変化する場合にはドップラー効果による周波数偏移が発生する(破線の受信波形が上下する)が、隣接する検出区間の異なる f_r の和に1/2を掛けたものが瞬時の車間距離である。ドップラー周波数は両者の差に1/2を掛ければ得られる。

自車の前方からミリ波を発出するために、レーダユニットはエンブレムの裏に装着される。ミリ波は薄いメッキを容易に通過する。この場所はエンジンルームに近いので高温になりやすい。また、寒冷である場合でも問題なく起動しなければならない。そのため低温から高温までの広い温度範囲での動作補償が必須である。この温度範囲は-40°C～+140°Cないしそれ以上である。

取付位置および重量制限のため、レーダユニットは小型・軽量でなければならない。これを満たすデバイス技術としてMMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) が積極的に用いられている。MMICは量産性が高く、また低コスト化の鍵になる。自動車レーダが実用化され商用が立ち上がった2000年～2004年頃に比べ、大衆車への搭載が進められようとしている現在ではMMIC化の重要性は一層高くなっている。そして、GaAs PHEMT、SiGe HBT、CMOSといったデバイス間での競争が興っている。

レーダユニットのミリ波モジュール構成は図2に示すものが用いられる。FMCW信号を発生する電圧制御発振器(VCO)の出力周波数を通倍し、それを10dBm以上のレベルまで増幅する。その途中の段階で一部信号を取り出して増幅し、受信ダウンコンバータの局部発振(LO)信号として使用する。これにより射出した信号とのビートを生成することができる。ここで、三つの点に留意しなければならない。一つ目はVCOの位相雑音^{※1}を低く抑えることである。VCOのキャリア近傍位相雑音(1/f雑音起因)が、受信ミキサ出力にビート信号と一緒に現れる。二つ目は受信ミキサそのものの1/f雑音である。これはミキサのビー

ト周波数帯域での雑音指数^{※2}として評価することができる。これらの1/f雑音はビート信号に被さるため検知精度の劣化の原因となる。三つ目は、送信-受信経路全体が十分高い感度を持つための条件である。PA出力 P_0 、受信器変換利得 G_c 、受信器雑音指数 N を用いて P_0G_c/N (dBm)を性能指標としており、一定値以上にしなければならない。これは検出可能な最大距離を設定するために必要である。

また、受信器の構成はアンテナによるレーダスキャン方式によって異なる。ミリ波は空間を直進する性質があるのに対して、道路は概してカーブしている。常に前/後方車両を検知できるように、ミリ波ビームを所定の角度範囲でスキャンする必要がある。スキャン方式には電子スキャンとメカスキャンがあり、電子スキャンでは複数ペアのアンテナ・受信器、メカスキャンでは1受信器とアンテナ駆動機構が必要である。どのような方式を実現するかはレーダユニットメーカーの独自性・製品コンセプトに依存する。

図3にSEDI製品例を紹介する。左は76GHz帯送受信機である。送受信MMICは金ピラーを使用する特殊な設計で、基板裏面にフリップチップ熱圧着後に金属キャップで封止されている⁽⁹⁾。中央は周波数4通倍器内蔵の38GHz帯

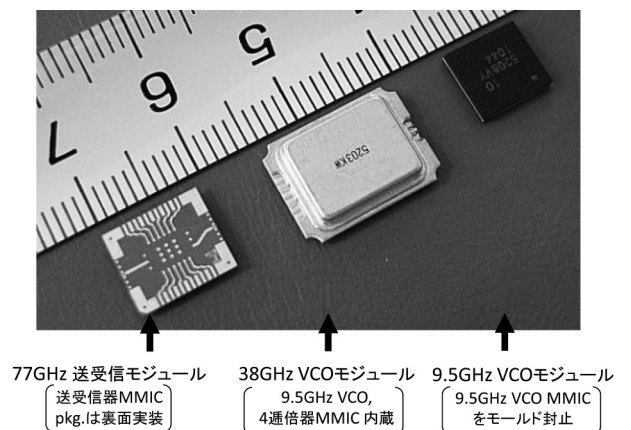


図3 ミリ波レーダ用SEDI製品例

VCOで金属パッケージに封止されている⁽¹⁰⁾。ミリ波レーダの適用範囲拡大に伴い、VCOは9.5GHz帯部分を1チップMMIC・プラスチックパッケージ化し、周波数4通倍(9.5GHz/38GHz)部を送受信MMICに包含する低コスト化を既に実施している。ただし、これらは完成までに若干の調整を必要とする。

3. 3次元WLCSP技術

3-D WLCSP MMICは半導体基板表面にポリイミド多層薄膜を形成し、その膜構造内にマイクロ波・ミリ波回路を構成するMMICである。トランジスタ(PHEMT)、容量、抵抗はGaAs基板に形成する。多層膜表面を接地金属で覆うことにより実装時に性能が変化しないフリップチップ実装を可能にしている^{(6), (11)}。

図4に、3-D WLCSP技術と従来技術と比較して示す。上図が従来技術、下図が3-D WLCSP技術である。従来技術ではGaAs基板を伝送線の基板(伝送媒体)に使用するため高集積化が難しい。また、金ワイヤで接続するため、ミリ波ではその影響を強く受ける。ワイヤからの放射が筐体内での不安定性を生じさせることもある。ワイヤ長を最短にしてもバラツキとL性の影響は除去できないため、アセンブリ段階で量産性が損なわれる。半田リフロー対応にしようとするれば、別途表面実装用インタポータが必要である。

の微細配線と半田ボールにより高集積・フリップチップ半田リフロー実装が可能になり、ワイヤ不要で量産性の高いアセンブリが可能になる。製品化の工程は図5に示すように簡潔である。半田ボールを配置した後にウェハをダイシングすれば製品となる。また、PCBにチップをアップサイドダウンで配置してリフローすればよい(図4)。

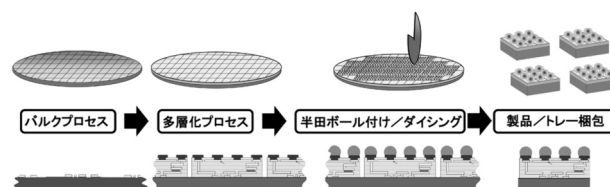


図5 製品化工程の特徴

この技術はRadio-Link(13GHz~42GHz内の数バンド)に用いるところから実用化された。しかし、Radio-Linkから100GHzに到る広い周波数範囲に適用できる(図6)という特徴を有している。また、WLCSP MMICそのものが耐湿性を具備しているためパッケージが不要になる。これらの特徴により、低コスト化とアセンブリの簡易化が可能になる。つまり、全周波数対応で量産性に優れたMMIC構造であり、製品開発のプラットフォームになる。

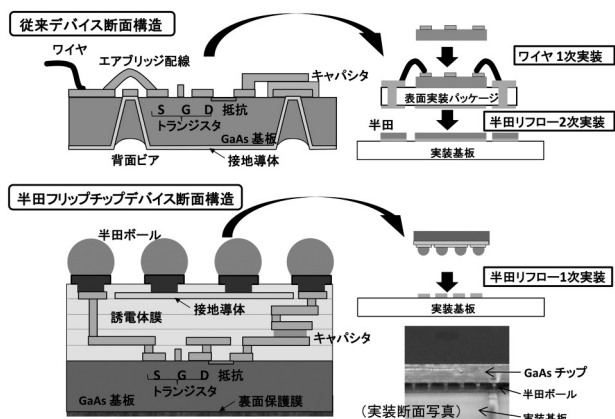


図4 3-D WLCSP技術と従来技術との比較

3-D WLCSP技術では対応する伝送線を微細化できる。線路幅およびスペーシングは10 μ m、>30 μ m程度である。層間は微細なスルーホールで接続できる。多層薄膜表面を接地金属で覆うことを前提に、伝送線仕様を決める。接地金属用および入出力・電源用パッドをバリアメタル^{※3}付で形成し、微小半田ボールを自動配置して完成する。各薄膜には耐湿性処理を施してパッケージ不要にしている。こ

周波数	4GHz~15GHz	15GHz~40GHz	40GHz~90GHz
他社チップセット ^(注)	プラスチックモールド	セラミック	ベアチップ+ワイヤボンダ
SEDI WLCSP	全使用周波数帯をWLCSPで対応可能		

(注) Hitrite Microwave Corporation社WEBより

図6 他技術との比較

4. WLCSP対応の設計技術

多層薄膜表面を覆う形式の3次元MMICでは、伝送線路としての配線を10 μ m程度に細くできる反面、配線損失を無視できなくなる。そのため、PHEMTの性能を向上(ゲート長:0.1 μ m, f_T : 85GHz, f_{max} : 230GHz, NF_{min} @12GHz: 0.5dB)し、かつ、高利得を得やすい増幅器構成を採用した。増幅器実現の如何がプラットフォームの成否に関わる。以下、増幅器、周波数通倍器、周波数変換器、発振器について個別に述べる。

A. 増幅器

高利得増幅器の構成と特性を図7に示す。カレントリユース型の一つであり、第2 PHEMTのドレインに供給する電流は、そのソースを介して第1 PHEMTにも流れる⁽¹²⁾。各

PHEMTのゲートバイアスは抵抗 R_s によって決定される。直流バイアス回路が非常に簡易であり、細い配線の特徴も活かして大幅な小型化が可能になる。76GHz帯においても12dBの利得を実現できる。この高利得は二つのPHEMTの段間が高インピーダンス・電圧駆動になっているから、破線部の利得 S_{21}^{DUAL} は、

$$S_{21}^{DUAL} = \frac{(2g_m Z_0)^2 / 2}{(Y_{ds} + Y_{RL})Z_0 \cos\theta + j(1 + Y_{ds} Y_{RL} Z_0^2) \sin\theta}$$

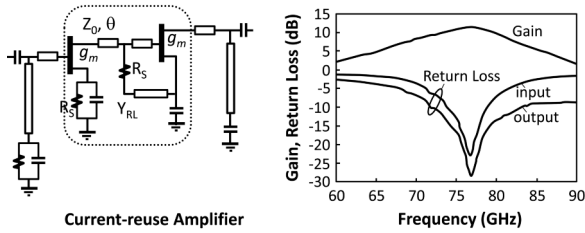


図7 カレント・リユース型増幅器の構成と特性

になる。ここで、 Y_{ds} はPHEMTのドレイン-ソース間アドミッタンス（容量性）である。分母の絶対値が1/2となるように θ 、 Y_{RL} を設定すれば、利得 $|S_{21}^{DUAL}|$ は $(2g_m Z_0)^2$ と表される。単一のソース接地PHEMTの利得 $|S_{21}^{CSF}|$ は $2g_m Z_0$ であるから、カレントリユース型の利得はdB表示で2倍になる。条件設定により更に高くできる。また、ソース接地PHEMT毎に整合をとって2段構成にする場合に比べて、整合回路損失を半分に抑えられるという利点がある。したがって、細い配線を使用する3-D WLCSPに最も適した増幅器構成である。これを3段構成にして作成したEバンド用増幅器は全周波数範囲で利得14dBを稼ぐ。構成と特性を図8に示す。サイズは0.8mm×0.5mmである。

B. 周波数通倍器

ミリ波レーダにおいては源振の9.5GHz帯信号を76GHz帯信号に変換する。周波数通倍器は、接地形式^{*4}が異なるPHEMTを組み合わせたアクティブ構成によって小型化を実現している⁽¹³⁾。図9にその構成を示す。ゲート接地PHEMTとソース接地PHEMTでは基本波の伝達位相差が π であるから、偶数倍波のみが出力される。これを用いて、図9に示すように、9.5GHz/38GHz 4通倍器 (quadrupler)、38GHz/76GHz 2通倍器 (doubler) を作り、通倍器間に38GHz帯増幅器 (カレントリユース型) を挿入して通倍出力を最大にしている。38GHz帯増幅器は飽和動作である。この通倍回路の出力に所望の出力電力を達成する76GHz帯増幅器チェーンを付加すればレーダ用送信器となる。なお、アレー状に配置された円形のもの半田ボールを取り付ける電極パッドである。

送信器のチップ写真と特性を図10に示す。チップサイズは

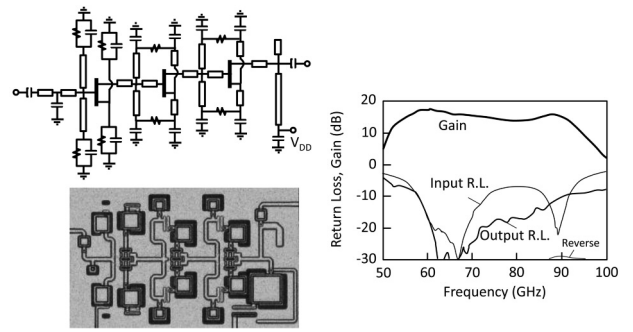


図8 Eバンド対応の高利得増幅器

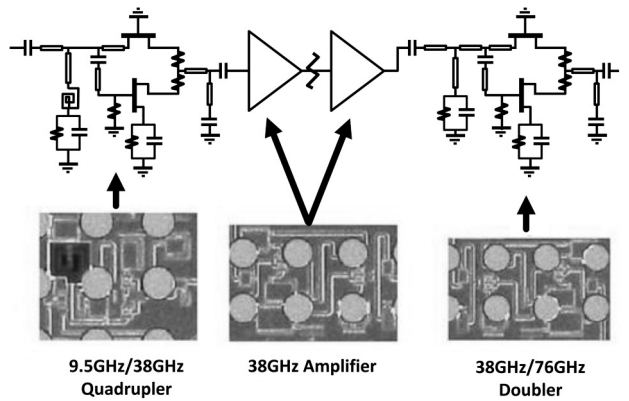
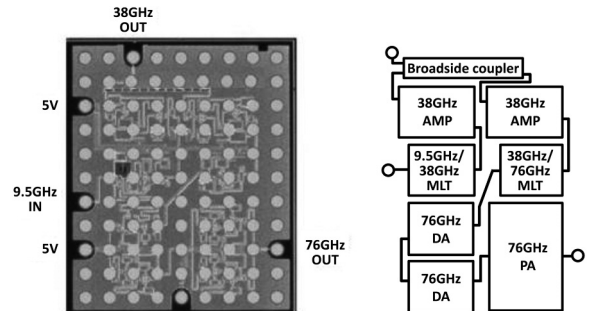
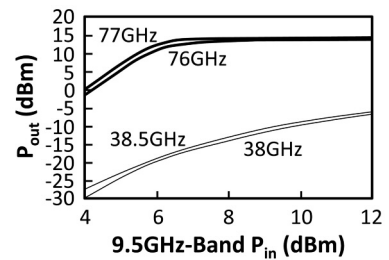


図9 周波数通倍器の回路構成 (各0.25mm²以下)



(a) TX MMICとそのブロックダイアグラム



(b) 通倍出力の測定結果

図10 送信器MMICと出力特性

1.5mm×2.0mmである（真正回路部：1.1mm×1.7mm）。9.5GHz帯入力6dBm以上において、76GHz帯出力14dBmを達成している。9.5GHz帯VCOの出力を10dBm程度にすると温度変動が非常に小さい送信器として動作する。消費電力は650mWである。

Eバンドでは3通倍器 (tripler) が必要とされる。通信帯域への不要波混入を抑えるためのシステムからの要求である。ここでは広帯域にわたって3倍波を発生させ、かつ、偶数倍波を抑圧することが重要になる。3通倍器の構成と特性（出力増幅器付）を図11に示す。周波数通倍器の出力周波数は最大60GHz-96GHzに設定され、入力信号周波数は20GHz-32GHzである。これを2倍すると40GHzから64GHz、4倍すると80GHzから128GHzであって、どちらも所定の出力周波数にオーバーラップしてしまう。また、各PHEMTから出力される2倍波は所望の3倍波よりも10dB程レベルが高い。したがって、90°カプラを用いて、PHEMT出力の2倍波を逆相で合成する構成を基本にしている。3倍波出力は90°位相差で合成される。サイズは0.8×0.8mm²である。

をとるため表面接地導体にスリットを形成している。その幅がわずか20μmであるから非常に小形である。LO信号はRF端子に逆相で出力されるので相殺される。RF信号とLO信号を掛けあわせて生じる差周波数 (BB) は両PHEMTから同相で出力される。図13はこのミキサの写真と特性である。占有面積は0.15mm²程度である。76GHz帯入力5dBmまで線形性が維持されている。線形性の指標は1dB利得圧縮点出力P_{1dB}である。

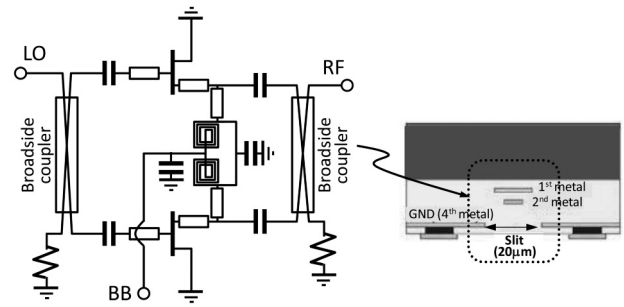


図12 ミキサ構成と適用したブロードサイドカプラ構成

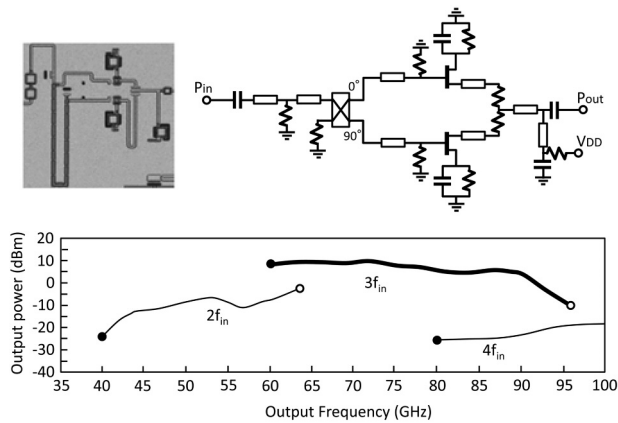


図11 3通倍器の回路構成と特性（出力増幅器付）

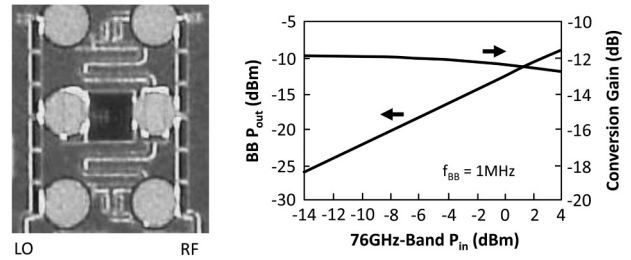


図13 実現した76GHz帯ミキサとその特性

C. 周波数変換器

ミリ波レーダにおいて受信器の全体構成はスキャン方式によって異なるが、少なくとも周波数変換用ミキサが必須である。受信器をコンパクトに実現するためのミキサの小形化に加えて、76GHz帯入力に対する線形性、RF端子へのLO漏洩抑圧、ベースバンド出力の単一化が求められる。これらの諸元は図12の構成で実現できる。ミキシング用のPHEMTは無バイアスで使用し、線形性の高いレジスティブミキサ^{*5}として動作させる。カプラは多層薄膜構造を活かして、-3dB結合の90°カプラを容易に実現できるブロードサイドカプラ^{*6}を適用している（図11も同様）。WLCSP構造に対応し、Z_{even}を高くして端子整合Z₀ = (Z_{even} · Z_{odd})^{1/2}

このミキサのRF端子に低雑音増幅器を接続し、LO端子に通倍器と増幅器で構成されるLO供給回路を接続する。送信器から分離される信号の周波数を38GHzにする場合には、通倍は2通倍である。この受け渡し周波数を76GHzでなく38GHzに設定する理由は、送信器と受信器を別チップでセットにする場合に、送信器の不要な発振・不安定性を除去するためである。このようなチップセットになると様々な仕様で設計される受信システムに適切に対応できる。図14は受信器の一例で、RF受信ポートを二つ有するものである。受信特性を併せて示す。変換利得10dBで、入力P_{1dB}は-12dBmである。また、雑音指数NFはビート周波数1MHz以下で増加している。これはPHEMTの1/f雑音に起因しており、改良の余地がある。

EバンドRadio-Link用受信・送信ミキサでは、LO-to-RF漏洩抑圧機能の他に、イメージ抑圧機能が必要である。イ

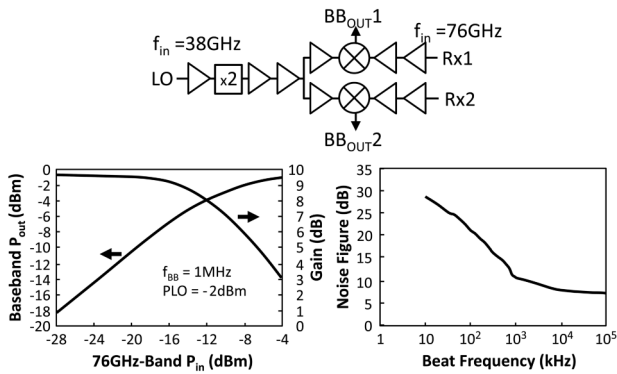


図14 2受信ポートを持つ受信器の例

メージ周波数帯雑音を受信器IF出力に被さることを防ぐためである。また、IF信号をRF信号に変換する時に生じるイメージ周波数帯信号を抑圧するためである。これは図12のミキサを1ペア用い、各ミキサへのLO供給を90°差(同相)、RF供給を同相(90°差)とすることで実現できる。ただ、LO-to-RF漏洩抑圧の要求値により単位ミキサ構成・設計は必然的に変わる。また、3次相互変調歪を抑えるため受信低雑音増幅器の低歪化が必要である。これらの要求条件は他のRadio-Link用周波数変換器を実現する上でも重要である。その用途に開発した例を図15に示す。逆相分配特性が優れたバラン^{※7}を使用している。LO-to-RF漏洩抑圧は図12のものに比べて20dB以上向上している。3-D WLCSP技術の範疇ではEバンド用途にも容易に適用できる。

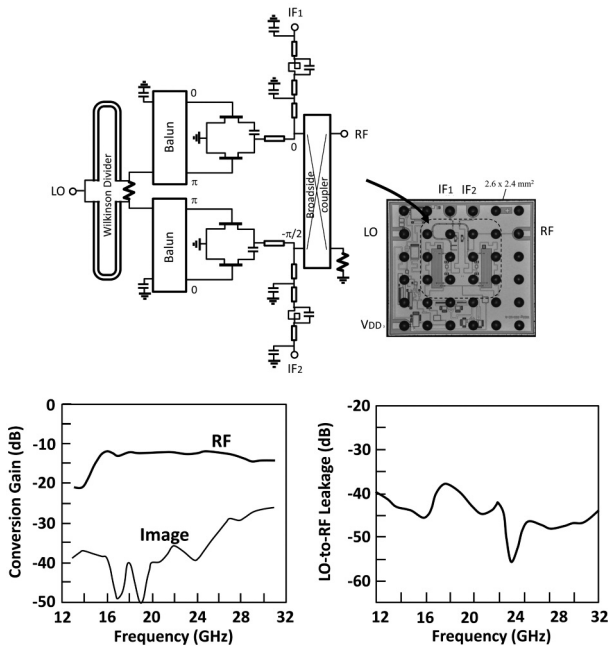


図15 通信用途送信ミキサの例 (3D-WLCSP, 20GHz帯Radio-Link用)

D. 発振器

電圧制御発振器は、3-D WLCSP対応では開発途上である。位相雑音性能が要求に達しないためである。当面は図3に示した9.5GHz帯VCOのような別モジュールを使う。この基本構成を図16に示す⁽¹⁰⁾。周波数変調を線形にするための仕掛けは図中の破線で囲った部分にある。バラクタのC-V特性は、理想的には $C \propto V^{-2}$ ^{※8}であるが、実際は $C \propto V^{-3/4}$ である。これを理想に近づけるため、バラクタと並列にインダクティブ線路を付加し、C-V特性を下方にシフトしている。これを共振器線路の一端に取り付ける。共振器は $>1/4$ 波長の線路の両端を容量で疎結合したものを使用し、周波数選択性を高くしている ($Q \approx 30$)。得られる位相雑音は-100dBc/Hz @ 100kHz離調と十分に低く、かつ、周波数は線形に変化している。

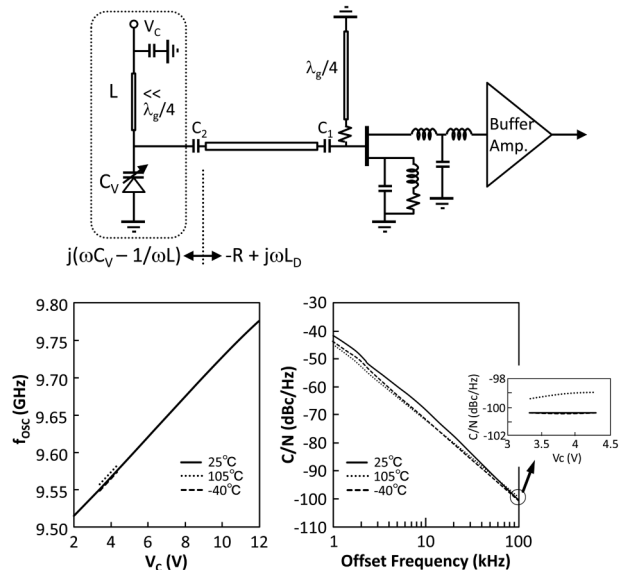


図16 線形VCOの構成と特性

一方、他社のSiGe HBT製品では位相同期ループを使ったPLL方式のVCOが使われている。送受信チップに内蔵したVCOと分周器が特徴であるが、外部に水晶発振器、デジタル信号源などの周波数標準や付属回路が必要である。3-D WLCSPで低位相雑音VCOが実現できない場合には選択肢の一つとなる。分周器内蔵を実行した例を図17に示す。

5. 他技術に対する優位性

GaAs PHEMTおよび3-D WLCSPは他に比べて高い優位性を持っている。

一つに、GaAs PHEMTプロセスはSiGe HBTプロセ

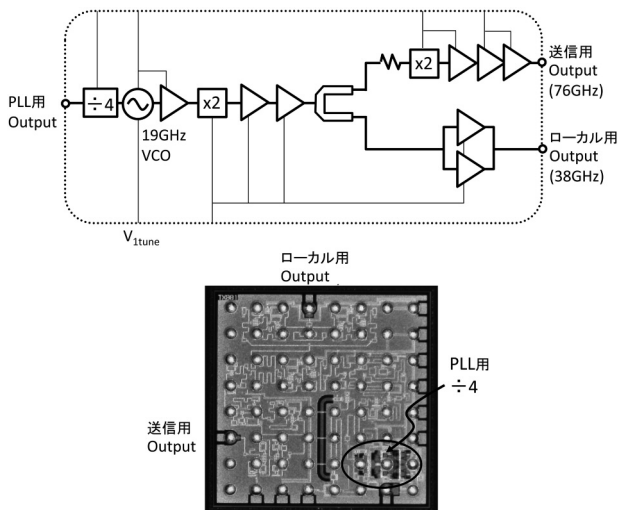


図17 19GHz帯÷4分周器内蔵3-D WLCSP送信器の例

スに比べて安価である。ミリ波に対応できる微細ゲート (<100nm) CMOSプロセスに比べると更に安価である。GaAs PHEMTプロセスでは製造プロセスを段階的に進めるために必要なマスクセットが最も安く作れ、かつ、小回り良く改版できる。そのコストは他プロセスに比べて約1/10あるいはそれ以下である。マスク製作に億円単位の費用が掛る微細ゲートCMOSでは自動車レーダ市場は小さすぎ、ラインを常設することが難しい。つまり、CMOS分野ではニッチ応用である。SiGe HBTについてもほぼ同様である。また、SiGe HBTの応用範囲が限られているため将来性が低いと判断されることが多い。このデバイスはパイポラ系なので1/f雑音が非常に低くVCOに適しているが、低雑音増幅器やパワーアンプには不向きである。これらに対して、安価で応用が広い範囲に及ぶGaAs PHEMTは自動車レーダ開発に適していると判断する。

二つ目には、PHEMTの高い出力優位性である。PHEMTは飽和動作させても信頼性を保つことができる。飽和動作をさせると所定の温度範囲での出力変動を1dB程度に抑えることができる。一方、ベース電流で駆動するSiGe HBTは飽和動作ができないため、その前の温度変動が無視できない段階で動作させ、温度変動に対してはセンサ出力をフィードバックして安定させる。言い換えれば、SiGe HBTの g_m は温度に敏感であるので、出力の安定化と高出力化が課題となる。このため、PHEMTはSiGe HBTよりも高い出力優位性を持っている。微細ゲートCMOSは微細化に伴ってドレイン電圧が低下し、ミリ波対応のものでは1V程度まで下がる。スタック(縦積み)型にして出力向上を目指す研究もあるが未だ成熟していない。

三つ目には、実装形態およびコストの優位性である。3-D WLCSP技術はRadio Link (13/15GHz、18/23GHz、24/30GHz、32GHz帯、38GHz帯)にも適用して製品化

している。つまり、この水平展開の内にミリ波製品が位置づけられるわけである。百数十ミクロン程度の微小な半田ボールを介してチップと回路基板(PCB)を接続するため、ミリ波でも性能変動が少ない。導電性のSi基板を用いるSiGe HBT製品やCMOS製品ではこの技術は使用できず、細い金ワイヤあるいはアルミワイヤでパッケージあるいは回路基板と接続される。ミリ波では安価で性能の良いパッケージが実現できておらず、ベアチップをワイヤでPCBに接続する方法が採られる。ミリ波では長さ100 μm という短いワイヤでも影響の大きなインダクタンスを呈する。したがって、量産工程における特性再現性が自ずと低くなる。

3-D WLCSPミリ波増幅器のフリップチップ実装特性(実線)と、プローブ評価特性(点線)の差を図18(a)に示す。ワイヤ接続する従来の2-Dミリ波増幅器の実装特性(実線)と、プローブ評価特性(点線)の差を図18(b)に示す。ここで、ワイヤはほぼ直線張りで長さ200 μm である。ベアチップにおいては2-D増幅器がNFにおいて優れているが、ワイヤ実装すると3-D WLCSPとの差が縮小される。利得、リターンロス特性は3-D WLCSPの方が安定

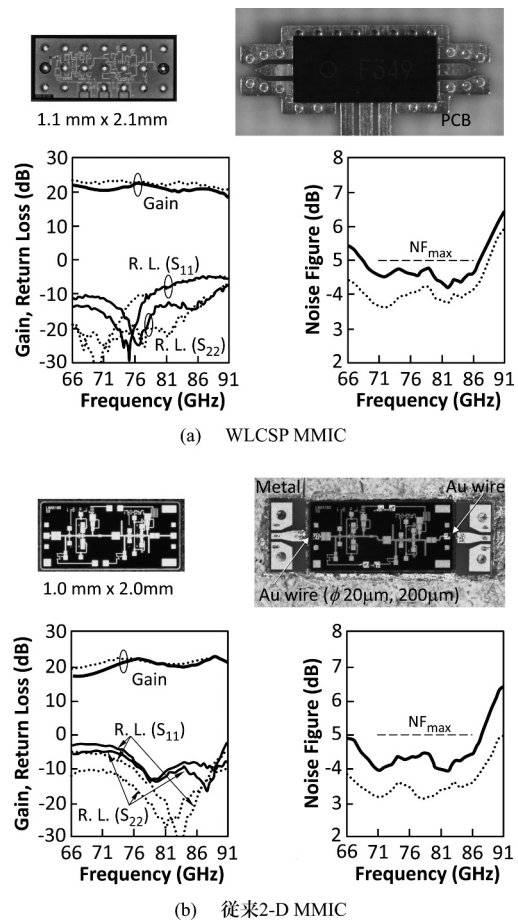


図18 3-D WLCSP MMICと従来MMICの違い

している。一方、ワイヤ長200 μ mというのは、量産アセンブリではあり得ない状態である。所定のワイヤループをとって信頼性を確保するという観点で見れば、このワイヤインダクタンスの影響は無視できないものになる。また、一般に、40GHzを超えるとワイヤ実装での性能バラツキが除去できないという切実な問題がある。つまり、3-D WLCSPは実装後の性能が優れており、量産に適している。

6. Eバンド通信装置実現に向けて

図18(a)のLNA、図11の周波数3通倍器(x3 MLT)他、図12に類似したイメージ抑圧MIX(D/C)、LO漏えい抑圧MIX(U/C)、ゲート幅の大きなパワーアンプ(PA)を3D-WLCSPで実現し、そして、PCBのマイクロストリップ線路を導波管(WG)に変換するアダプタを開発することにより、Eバンド送・受信ブレッドボードを作成した。その写真と、Eバンド送受信機構成を図19に示す。設計の要点は各周波数帯域をそれぞれ一種のMMICで賄うことであり、そのための広帯域設計とチップ小形化を3次元微細配線を実現している。先にも述べたように、PCBにフリップチップ/半田リフローで実装するだけで送・受信器が実現できることを写真は実証している。そのサイズは500円硬貨程度に小形である。このように、ミリ波装置を超小型に、かつ、平易なアセンブリで実現できるのが3D-WLCSPの大きな特長である。試作した受信器の結果を一例として図20に示す。

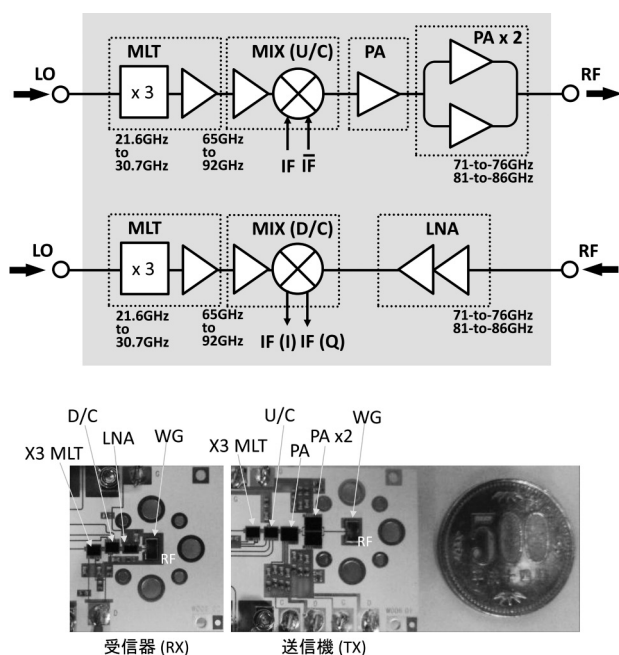


図19 試作したEバンド送・受信器ボード

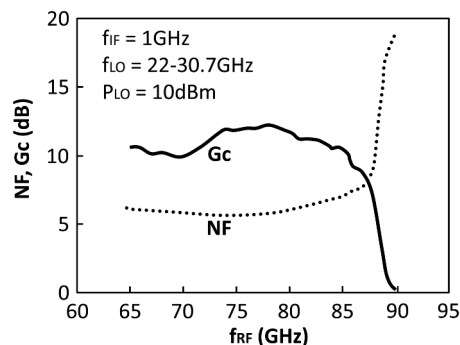


図20 受信ボードの特性例

7. 結 言

SEDI/SEIが有するGaAs PHEMTプロセスがベースである3-D WLCSP技術をプラットフォームとする、自動車レーダ応用およびEバンド通信応用技術を紹介した。3-D WLCSPは既に38GHzまでの基地局間(P-to-P) Radio-Link対応で採用されつつあり、また、ミリ波においても優れた量産性を発揮する。製品としてマイクロ波からミリ波まで一貫した形態(半田ボール・フリップチップ)と平易な設計手法をとれるのが特長である。このようなミリ波チップセットは拡大発展中の両市場に対して、量産に適したソリューションを提供する。そのための技術開発を今後も継続する。

用語集

※1 位相雑音

トランジスタ内部には雑音があり、低周波では周波数に反比例する1/f雑音、それ以上ではホワイト(熱)雑音である。1/f雑音はフリッカ雑音とも呼ばれ、電子のゆらぎに起因するものである。これらは発振信号に狭帯域FM変調と等価な作用をし、発振周波数両側に裾を引くようなスペクトラムを生じさせる。これを位相雑音と呼びdBc/Hzの単位で計測される。

※2 雑音指数

回路への入力信号のS/Nと出力信号のS/Nの比として定義されている。雑音指数 $NF = (S/N)_{IN} / (S/N)_{OUT}$ である。

※3 バリアメタル

半田ボールは金パッドに付けると金を浸食する性質があり、信頼性上大きな問題となる。そこで、半田の浸食を阻止する金属材料でパッドを覆う。この金属材料をバリアメタルと呼ぶ。

※4 PHEMTの接地形式

PHEMTにはゲート、ソース、ドレインという三つの電極があり、どの電極を接地するかで伝達特性は大きく変わる。ゲート接地では同相で伝達し、入力（ソース）インピーダンスは $1/g_m$ になる。ソース接地では逆相で伝達し、入力は高インピーダンスになる。これらを並列接続すると各経路の伝達特性は逆相・同振幅になる。

※5 レジスティブミキサ

PHEMTのI-V特性の立上り領域（ドレイン電圧0V）を使い、ゲートに入力するLO信号で立上りの傾きを大きく変化させる。つまり、PHEMTのチャネルを周期的にスイッチングさせ、チャネル抵抗に非線形性を与える（チャネルコンダクタンス $g_{DS} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_n e^{jn\omega_{LO}}$, n は整数）。この非線形性とドレイン側から入力するRF信号あるいはIF信号とを掛けあわせて周波数変換を行う。信号入力レベルがPHEMTのknee電圧 V_k に達するまでは非線形性（ g_n ）が一定であるので、周波数変換において高い線形性が得られる。

※6 ブロードサイドカプラ

二つの伝送線路を近づけると双方の結合が強くなる。しかし、平面上の2線路では結合度に限界がある（ <-6 dB）。線路間のギャップが製作限界を超えて狭くなるからである。これに対して、2線路を上下に重ねると線路間容量が格段に増加するので結合度を容易に高めることができる。これをブロードサイドカプラと言ひ、多層薄膜を用いる3-D WLCSPに適している。

※7 バラン

入力信号を逆相二信号にして出力する回路をバランと呼ぶ。マイクロ波回路に携わる者が常用する用語である。図15に使用したバランは、 90° カプラの結合端子を接地し、通過端子とアイソレーション端子を $1/2$ 波長線路で繋いだ構成のものである。

※8 $C \propto V^{-2}$

発振周波数は $f_{osc} = 1/(2\pi\sqrt{LC})$ で与えられるから、 L を一定とすると、 $C \propto V^{-2}$ の場合に $f_{osc} \propto V/(2\pi\sqrt{L})$ となる。つまり、電圧 V に比例する発振周波数が得られる。

参考文献

- (1) H. P. Forstner et al., "A 77GHz 4-channel automotive radar transceiver in SiGe," in IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium Dig., Atlanta, pp. 233-236 (Jun. 2008)
- (2) L. Wang et al., "A single-ended fully integrated SiGe 77/79GHz receiver for automotive radar," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 43, no. 9, pp. 388-391 (Sep. 2006)
- (3) Y. Kawano et al., "A 77GHz transceiver in 90nm CMOS," in IEEE ISSCC Dig., pp. 310-312 (2009)

- (4) T. Mitomo et al., "A 77GHz 90nm CMOS transceiver for FMCW radar application," in IEEE Symposium on VLSI Circuits Dig., pp. 246-247 (2009)
- (5) V. H. Le et al., "A CMOS 77-GHz receiver front-end for automotive radar," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 61, no. 10, pp. 3783-3791 (Oct. 2013)
- (6) M. Imagawa et al., "Cost effective Wafer-Level Chip Size Package technology and application for high speed wireless communications," in the 39th European Microwave Conf.e Proc., Rome, pp. 49-52 (Sep. 2009)
- (7) K. Tsukashima et al., "Cost effective Wafer Level Chip Size Package technology and application to the next generation automotive radar," in the 40th European Microwave Conf. proc., Paris, pp. 280-283 (Sep. 2010)
- (8) K. Tsukashima et al., "E-band receiver and transmitter modules with simply reflow-soldered 3-D WLCSP MMIC's," in the 8th European microwave Integrated Circuits Conf. Proc., Manchester, pp. 588-591 (Oct. 2013)
- (9) Y. Ohashi et al., "76 GHz flip-chip MMIC's in through-hole package," in the 28th European Microwave Conf. Proc., Amsterdam, pp. 433-438 (Oct. 1998)
- (10) T. Tokumitsu et al., "Very linear and low-noise Ka/Ku-band voltage controlled oscillator," IEICE Trans. Electron., vol. E85-C, no. 12, pp. 2008-2014 (Dec. 2002)
- (11) T. Tokumitsu, "Three-dimensional MMIC and its evolution to WLCSP technology," SEI Technical Review, no. 72, pp. 35-42 (Apr. 2011)
- (12) Y. Mimino, et al., "High gain-density K-band P-HEMT LNA MMIC for LMDS and satellite communication," in 2000 IEEE International Microwave Symposium Dig., Boston, pp. 17-20 (Jun. 2000)
- (13) Y. Mimino et al., "A 60 GHz millimeter-wave MMIC chipset for broadband wireless access system front-end," in 2002 IEEE International Microwave Symposium Dig., Seattle, pp. 1721-1724 (Jun. 2002)

執筆者

徳満 恒雄*：シニアスペシャリスト
伝送デバイス研究所 担当技師長
工学博士 IEEE Fellow



久保田 幹：伝送デバイス研究所 グループリーダー



酒井 和男：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



川合 貴久：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 部長



*主執筆者