

論文 インジウムリン基板上のMMIC*を用いた 自動車用ミリ波レーダ信号源**

Automotive Radar Signal Source Using InP Based MMICs

松ヶ谷和沖 星野浩一 佐々木邦彦
Kazuoki MATSUGATANI Kouichi HOSHINO Kunihiko SASAKI

水野 広 田口隆志 上野祥樹
Hiroshi MIZUNO Takashi TAGUCHI Yoshiki UENO

A 60GHz millimeter-wave signal source for automotive radar was developed with MMICs. This signal source consists of two MMICs; a 30GHz VCO and a 30GHz-to-60GHz frequency multiplier. For the transistor of these MMICs, we used the InAlAs/InGaAs on InP pseudomorphic HEMT with a $0.5\mu\text{m}$ gate length. Because of the high electron mobility and the high sheet charge density, the HEMT performed with sufficient output power gain in the millimeter-wave frequency range. The oscillation frequency of the signal source was controlled from 58.403GHz to 59.373GHz linearly. These frequency characteristics will satisfy the specifications of the FMCW radar system.

Key Words : Millimeter-wave, Radar, Oscillator, Multiplier, MMIC, HEMT, InP

1. ま え が き

近年の自動車の快適性、安全性向上に向けたシステムの一つとして、前方の障害物を検知できる自動車用レーダが注目されている。現在、半導体レーザを用いたレーザレーダがすでに実用段階にあるが、さらに次世代のレーダとして、悪天候下での検出感度を高めることができるミリ波レーダの研究が進められている。

ミリ波の研究の歴史は比較的長いものの^{1),2)}、ミリ波を扱うデバイスが非常に複雑で高コストであり、ミリ波システムの普及を妨げる最大の要因となっていた。この問題を解決する技術の一つがMMIC(モノリシックミリ波IC)技術である。MMICではIC製造技術を用いることにより、トランジスタ、伝送線路、整合回路、コンデンサなどミリ波を扱う回路に必要なすべての素子を基板上に集積化することができる。MMIC技術により、ミリ波デバイスの大量生産が可能となり、

ミリ波システムの実用化に向けての大きな前進が期待できる。

本研究は、ミリ波レーダを構成する素子のうち、ミリ波を生成する信号源に関するものであり、信号源で用いるMMICを作製した結果について述べる。この信号源は、電圧制御発振器(VCO: voltage controlled oscillator)と周波数通倍器(MLT: multiplier)の2つのMMICで構成し、日本国内のレーダの規格である60GHz帯のミリ波を発生する仕様とした。MMICで使用するトランジスタにはInAlAs/InGaAsひずみ構造(pseudomorphic構造)のHEMT(High Electron Mobility Transistor)を用いた。またHEMTのゲート電極はゲート長が $0.5\mu\text{m}$ とミリ波トランジスタとしては長いゲートを用い、通常の光露光による形成を可能として製造プロセスの簡略化を図った。InAlAs/InGaAs pseudomorphic構造の高い移動度と高い電子濃度の効果により、長いゲート長を用いているにもかかわらずミリ波帯で十分な性能を得ることができた。

次章以降では、我々が開発中のFMCW(Frequency Modulated Continuous Wave)レーダの原理、HEMT

* Monolithic Microwave/Millimeter-wave Integrated Circuit

** SAE Technical Paper 970175 より転載

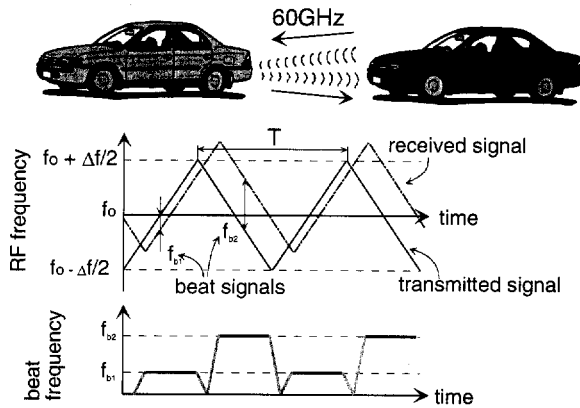


Fig. 1 Principle of the FMCW radar

の構造と特性, MMIC の設計方針と特性について順に述べる。

2. FMCW レーダの原理

我々のレーダは FMCW 方式を用いている。FMCW レーダは他のレーダ, 例えばパルスレーダに比べて必要とする送信電力が低く, 回路構成が簡単になるという特長を備え³⁾, 加えて目標物体までの距離と, 物体とレーダセンサとの相対速度とを同時に検出できるというメリットもある。

Fig. 1 に FMCW レーダの原理を, Fig. 2 に FMCW レーダの送受信回路 (トランシーバ) の構造をそれぞれ示す。FMCW レーダではミリ波信号源で生成される送信信号の周波数を Fig. 1 のように時間に対して三角波状に増減する点の特徴である。目標物体に反射された受信信号は, 距離に応じて時間が遅れ, 相対速度に応じて周波数がドップラーシフトを受ける。この受信信号はミキサによって送信信号の一部 (これをローカル信号と呼ぶ) と混合され, ビート信号 f_{b1} と f_{b2} とが生成される。これらビート信号は送受信信号の周波数差に相当し, f_{b1} は送信信号の周波数が時間に対して増加していく期間に, f_{b2} は送信信号の周波数が減少していく期間にそれぞれ得られる信号である。 f_{b1} と f_{b2} には, 距離 R と相対速度 V の情報を含んでいるため, 次の式により R および V を計算することができる。

$$R = \frac{cT}{8\Delta f}(f_{b1} + f_{b2}) \quad (1)$$

$$V = \frac{c}{4f_0}(f_{b1} - f_{b2}) \quad (2)$$

ここで, c は電波伝搬速度, Δf は周波数の変調帯域幅, f_0 は送信信号の中心周波数, T は三角波状の周波

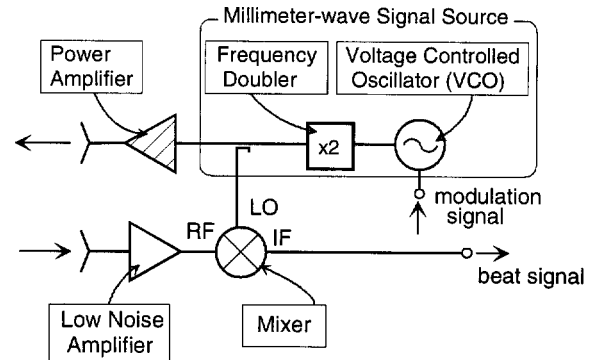


Fig. 2 Configuration of the FMCW radar transceiver

数変調の周期をそれぞれ示す。

(1)および(2)式から, 距離 R と相対速度 V の検出精度は, ビート信号 f_{b1} および f_{b2} の周波数の計測精度に影響することがわかる。ここで, ビート信号の周波数を正確に計測するためには, 送信信号の周波数制御における直線性が重要である。周波数制御特性に非直線性がある場合には, ビート信号の周波数スペクトラムが広がってしまい, 周波数計測誤差の原因となる。

今回開発したミリ波信号源に要求される周波数仕様は, 発振周波数が 59 GHz から 60 GHz, 周波数変調帯域幅 Δf が 100 MHz である。そこで, VCO の設計では, 周波数特性を決める帰還回路の設計を最適化し, 100 MHz の幅で制御の直線性を確保することに重点を置いて検討を行った。

3. HEMT の構造と特性

Fig. 3 に MMIC で用いた HEMT の断面構造を示す。この HEMT はゲート長が $0.5 \mu\text{m}$ の角型ゲートを

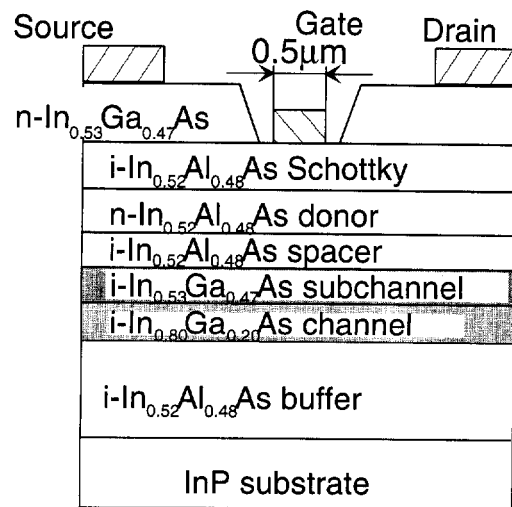


Fig. 3 Cross-sectional view of the InAlAs/InGaAs pseudomorphic HEMT

用いている点特徴である。一般的に、マイクロ波やミリ波用のトランジスタでは、スイッチング速度を高めるためにゲート長が0.1から0.2 μm 程度のT型ゲートが用いられている。しかしながら、このような微細で複雑な形状のT型ゲートを形成するためには電子ビーム露光装置が必要であり、製造時のスループットが低下してしまうという問題点がある。これに対し、0.5 μm 程度の角型ゲートであれば、IC製造工程で広く用いられている光学露光装置で形成可能であり、スループット向上、製造コスト低減を図ることができる。

0.5 μm と長いゲート長を用いてミリ波FMCWレーダに必要な電力利得を得るために、HEMTの活性層には $\text{In}_{0.52}\text{Al}_{0.48}\text{As}/\text{In}_{0.80}\text{Ga}_{0.20}\text{As}$ pseudomorphic構造を用いた。半導体基板にはInP(インジウム・リン)を用い、MBE(分子線成長)法によって活性層を結晶成長した。活性層は、 $\text{In}_{0.52}\text{Al}_{0.48}\text{As}$ バッファ層 100 nm、 $\text{In}_{0.80}\text{Ga}_{0.20}\text{As}$ チャンネル層 16 nm、 $\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}$ サブチャンネル層 4 nm、 $\text{In}_{0.52}\text{Al}_{0.48}\text{As}$ スペーサ層 5 nm、 $\text{In}_{0.52}\text{Al}_{0.48}\text{As}$ ドープ層 10 nm、 $\text{In}_{0.52}\text{Al}_{0.48}\text{As}$ ゲートコンタクト(ショットキー)層 10 nm、 $\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}$ キャップ層 20 nmを順次積層した構造からなり、ドープ層とキャップ層にはSiをドープ濃度 $n_d=1 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ 添加し、他の層はノンドープとした。

InP基板を用いたHEMTでは、通常、チャンネル層にはInPと格子定数の等しい $\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}$ を用いており、これを格子整合構造と呼んでいる。これに対し我々が作製したpseudomorphic構造ではチャンネル層にはIn組成の高い $\text{In}_{0.80}\text{Ga}_{0.20}\text{As}$ 層を用いており、格子整合構造に比べて高い電子移動度と、高い電子濃度とを得ることができる⁹⁾。これに加え今回作製したHEMTでは、チャンネル層とスペーサ層の間に $\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}$ サブチャンネル層を挿入し、InAlAsとInGaAsのヘテロ界面での電子の散乱を減少させることにより、電子移動度をさらに向上させる工夫を行っている。以上の結果、電子移動度 $\mu=13,000 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ 、電子濃度 $n_s=3 \times 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ と極めて高い特性を得ることができた。なお、これらの移動度および電子濃度の値は、一般に広く用いられているGaAs基板上的AlGaAs/GaAs HEMTの移動度および電子濃度に比べ、それぞれ2倍程度高い値である。

Fig. 4に試作したInAlAs/InGaAs pseudomorphic HEMTの電力利得を測定した結果を示す。ゲート長は0.5 μm 、ゲート幅は単位ゲート幅 50 $\mu\text{m} \times 2$ 本フィ

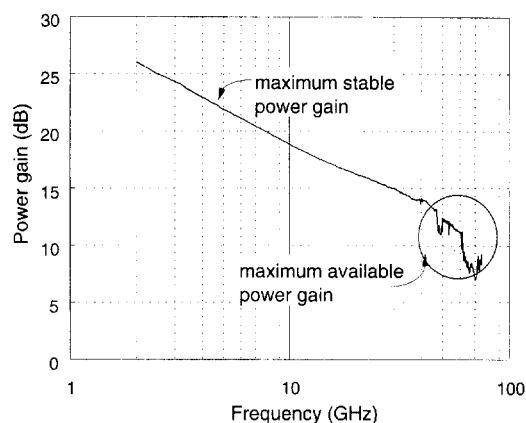


Fig. 4 Measured power gain of the InAlAs/InGaAs pseudomorphic HEMT

ンガーである。ゲート長が長いにも関わらず、ミリ波領域で高い利得が得られており、最大安定利得 G_{ms} は30 GHzで15 dB、60 GHzで11 dBであった。これらの特性は、InAlAs/InGaAs pseudomorphic構造の高い移動度・電子濃度特性が有効に作用した結果だと考えられ、ミリ波のシステムに十分利用可能であることがわかった。

4. MMIC の設計

今回作製した60 GHzのミリ波信号源は、30 GHzの電圧制御発振器(VCO)と、30 GHzから60 GHzへの変換を行う周波数通倍器(MLT)との2つのMMICで構成されている。これら2種類のMMICの回路図をFig. 5に、MMICチップの顕微鏡写真をFig. 6にそれぞれ示す。いずれのICにおいても、前章で説明したHEMTとコプレーナ線路(CPW)で形成した受動回路、それにバイアス電圧供給回路等をすべてInP基板上に集積化した構造とした。なお、個別の回路設計にはHEMTおよび受動回路の小信号Sパラメータを元にした回路シミュレーションを用いている。以下に、VCOおよびMLT設計の詳細について順に説明する。

4.1 30 GHz VCO の設計

今回作製したVCOは発振器にバッファアンプを付加した構成とし、チップサイズは3 mm \times 1.7 mmである。発振器部分は、ソース接地の直列帰還とし、HEMTのゲート長は0.5 μm 、ゲート幅は単位ゲート幅 13 $\mu\text{m} \times 4$ フィンガー構成のものを用いている。Fig. 5(a)の回路図において、HEMTのゲート電極に接続した L_r で示す伝送線路が、共振器として作用している。また、ソース電極は L_s を介して接地されており、この伝

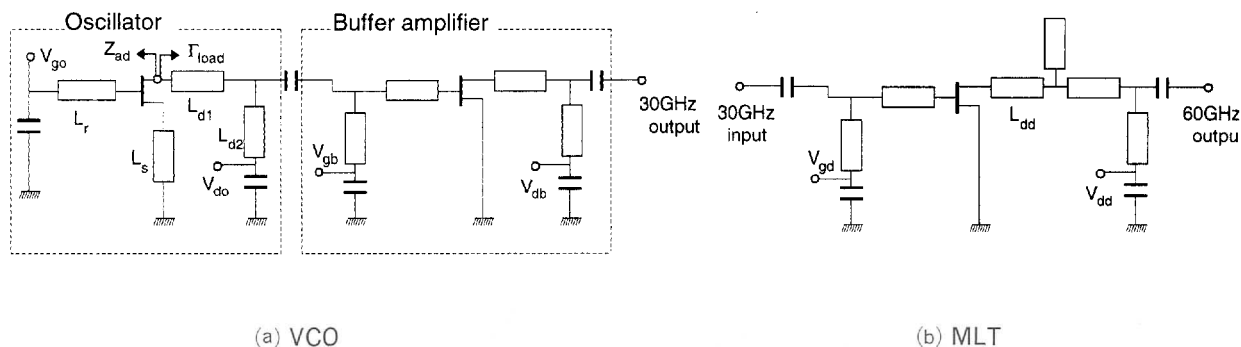


Fig. 5 Schematics of the 30GHz VCO and the 30GHz-to-60GHz MLT

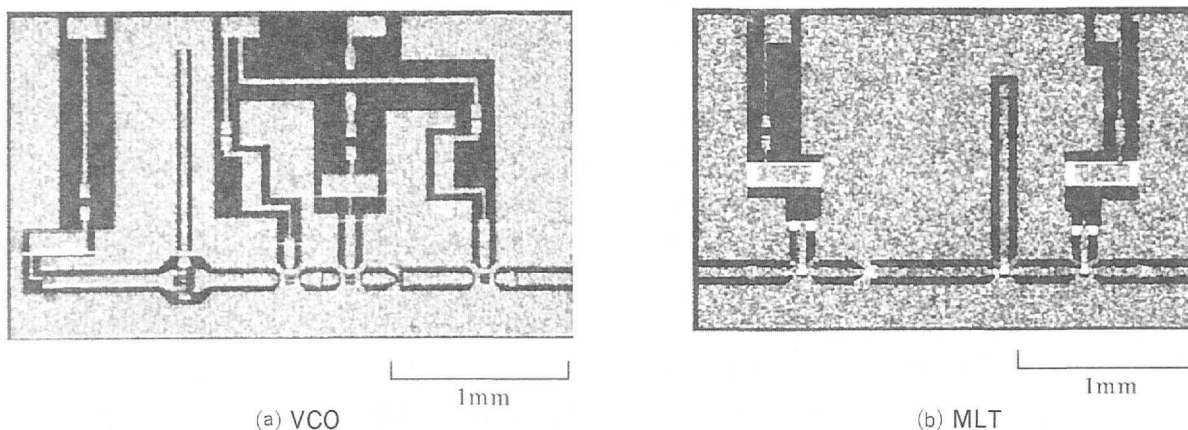


Fig. 6 Micrographs of MMIC chips

送線路が直列帰還回路として作用している。さらにドレイン電極には伝送線路 L_{d1} とスタブ L_{d2} とからなる出力整合回路が接続されており、バッファアンプに信号を伝達している。ゲートバイアス V_{go} は伝送線路 L_r の端から、ドレインバイアス V_{do} はスタブ L_{d2} の端からそれぞれ加える構造とし、このうち V_{go} を VCO の発振周波数の制御信号として用いている。

発振器が出力するミリ波の中心周波数は主として共振器 L_r の長さに依存し、出力電力は帰還量の指標である HEMT の負性抵抗 $\text{Re}(Z_{ad})$ と、出力インピーダンス Γ_{load} とに依存する。一般に出力電力が最大となるように発振器を設計すると、発振周波数の安定性は増すものの周波数の制御性は悪化する。ところが、前述したように FMCW レーダでは、周波数制御の直線性が最も重要である。そこで我々は帰還回路と出力整合回路とを調節し、出力電力が最大になる点からずらすことにより、周波数制御の直線性を確保するように発振器を設計した。

バッファアンプ部分は、発振器で生成された 30 GHz の信号を増幅して出力するとともに、VCO に接

続される回路(ここでは MLT)からの反射波を抑制する働きをもつ。このアンプはソース接地の 1 段増幅回路であり、用いた HEMT のゲート長は $0.5 \mu\text{m}$ 、ゲート幅は単位ゲート幅 $25 \mu\text{m} \times 2$ 本フィンガーの構成とした。入力整合回路が HEMT のゲート電極に、出力整合回路がドレイン電極にそれぞれ接続されており、いずれも 30 GHz で整合をとった。ゲートバイアス V_{gb} は発振器部分とは独立して加えているが、ドレインバイアス V_{db} は、発振器部分の HEMT のドレインバイアス供給端子と接続し、同一の電圧を印加している。

4・2 30 GHz to 60 GHz MLT の設計

MLT はソース接地型の構成であり、チップサイズは $2.7 \text{ mm} \times 1.7 \text{ mm}$ である。MLT で使用した HEMT は、VCO のバッファアンプ部で使用した HEMT と同一の形状の素子である。HEMT のゲート電極には 30 GHz で整合をとった入力整合回路を接続し、ドレイン電極には 30 GHz 阻止回路と、60 GHz で整合をとった出力整合回路とを接続した。30 GHz を阻止する回路は、長さ $1/4$ 波長のオープンスタブを用

いている。

MLTの変換利得を改良するために、ドレイン電極と30 GHz 阻止回路との間に位相を調節する伝送線路 L_{dd} を挿入した。阻止回路で反射された30 GHzの信号は L_{dd} の中で定在波を発生し、ドレイン端子から HEMT に注入され、一部が60 GHzに再変換されるため、変換利得を高くすることができる。なお、 L_{dd} の長さは、定在波が発生しやすくなるような位相遅れ量に調節した。

5. MMIC の特性

5・1 VCO の特性

はじめに、VCO の出力電力特性について検討した。発振器の設計と出力電力との関係を明らかにするため、バッファアンプのない発振器部分だけの VCO を作製し、出力を測定した。Table 1 に発振器に用いた HEMT の負性抵抗 $Re(Z_{ad})$ 、および出力インピーダンス Γ_{load} と出力電力の測定結果との関係を示す。ここで、ゲートバイアス V_{go} は発振周波数が29.75 GHz になるように調節し、ドレインバイアス V_{gd} は2.5 V

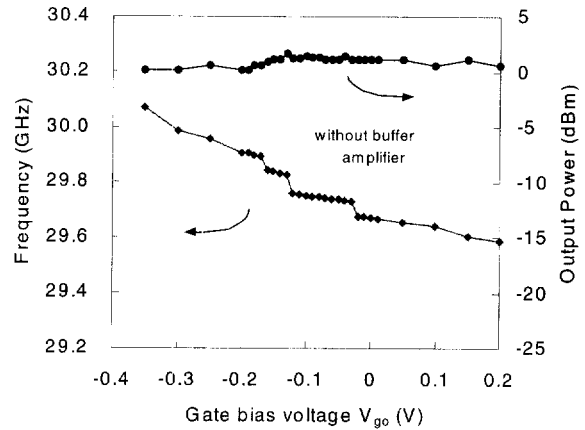
Table 1 Output resistance, source impedance and typical output power of the various VCOs, without buffer amplifiers

Design	Re(Z_{ad}) (Ω)	Γ_{load}		Output Power (dBm)
		mag	ang (deg)	
A	-104	0.80	79.7	1
B	-96	0.87	84.2	-5
C	-68	0.91	93.3	-14.5

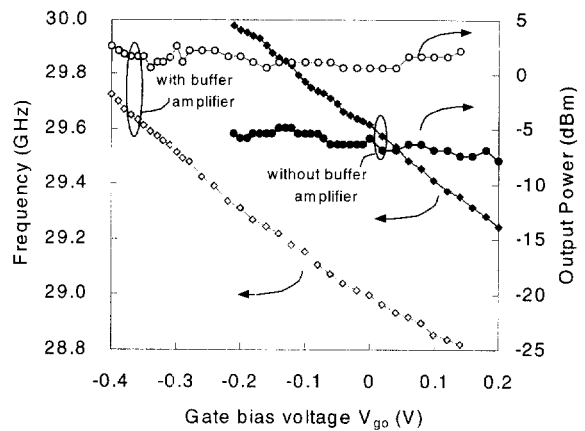
に固定している。

表中、Aで示す設計では帰還の量を最大にし、出力インピーダンスを最大出力が得られる条件に設定してある。BおよびCの設計では、順に帰還の量を小さくし、出力電力を抑える設計とした。実測した出力電力も、設計のねらい通りA→B→Cの順に小さくなる傾向を示している。

次に、発振器の周波数制御性を測定した。Fig. 7 に発振器の発振周波数および出力電力のゲートバイアス V_{go} 依存性を示す。いずれの測定でもドレインバイアス V_{do} は2.5 V に固定している。Fig. 7 (a)は上記Aで示す設計の発振器の特性であり、バッファアンプは接続していない状態での測定結果である。出力電力は、 V_{go} の変動に関わらずほぼ1 dBm程度と一定であるが、発振周波数は V_{go} に対して直線ではなく階段状に変動している。このような非線形特性はFMCWレー



(a) Design A



(b) Design B

Fig. 7 Measured oscillation frequency and output power as functions of the gate bias voltage for the various VCOs

ダに用いた場合、ビート信号の測定精度を悪化させる原因となり不適切である。

Fig. 7 (b)は上記Bで示す設計の発振器の測定結果であり、バッファアンプを接続しない場合と接続した場合の結果を併せて示す。バッファアンプを接続しない発振器では、Aの設計に比べて帰還量を小さくすることにより出力電力が-5 dBm程度まで小さくなっている。しかしながら、周波数制御の直線性は大幅に改善され、Aの設計で見られたような階段状の特性は見られず、ほぼ直線上の制御が可能となっている。さらに、このBの設計の発振器にバッファアンプを接続したVCO-MMICでは、出力電力はアンプの増幅作用により-2 dBmまで高くなった。また周波数に関しては中心周波数が600 MHzほど低くなっているもの、目標周波数(すなわち59 GHzから60 GHzの半分)である29.5 GHzから30 GHzの信号を発振可能であり、かつ周波数制御の直線性は良好なままに保た

れている。具体的には、ゲートバイアス V_{go} を -0.4 V から $+0.1$ V まで変化させることにより、発振周波数を 29.726 GHz から 28.857 GHz まで変動させることができ、出力電力は $+1$ dBm から $+2$ dBm を得ることができた。

C の設計の発振器についても同様の測定を行ったが、B にくらべさらに帰還量を小さくしたため、出力電力が -10 dBm 以下と小さくなり、バッファアンプを付加しても 0 dBm 以下の出力と、実用的ではないことがわかった。以上の測定結果をもとに、周波数制御の直線性が重要な FMCW レーダの信号源として、設計 B の VCO を採用することにした。

5・2 MLT の特性

次に MLT の MMIC の特性を評価した。Fig. 8 に試作した MLT の出力電力および変換利得の入力電力依存性を示す。測定時の入力信号の周波数は 29.75 GHz、出力信号の周波数は 59.50 GHz とした。MLT に加えるゲートバイアス V_{gd} は $+0.2$ V、ドレインバイアス V_{dd} は 2.5 V である。

入力電力が -14 dBm の場合、変換利得が最大となり 3.7 dB が得られた。さらに入力電力を大きくしてゆくと、入力電力が 0 dBm までの領域で、変換利得が正になる（増幅作用がある）ことがわかった。また、MLT の最大出力電力は $+1$ dBm であった。

5・3 ミリ波信号源の特性

最後に、VCO と MLT を組み合わせた 60 GHz のミリ波信号源の特性を評価した。5.1 項で述べた B の設計のバッファアンプ付き VCO-MMIC と、5.2 項で述べた MLT-MMIC とを金属製のキャリアに実装し、VCO の出力と MLT の入力とをボンディングワイヤで接続した。

こうして作製したミリ波信号源の、周波数と出力電力の VCO のゲートバイアス V_{go} 依存性を Fig. 9 に示す。信号源の最大周波数は $V_{go} = -0.26$ V の時に 59.973 GHz が、最小周波数は $V_{go} = +0.12$ V の時に 57.897 GHz がそれぞれ得られた。特に、 $V_{go} = -0.2$ V から $V_{go} = 0$ V の領域において、出力周波数が 59.373 GHz から 58.403 GHz にわたって、極めて直線性良く制御することができた。第 2 章で述べたように、開発中の FMCW レーダは 59 GHz から 60 GHz までの周波数領域で、 100 MHz の周波数変調帯域幅を確保する必要がある。今回作製した信号源では、例えば V_{go} を -0.18 V から -0.16 V まで変動させることにより 59.200 ± 0.050 GHz を出力することができ、FMCW

レーダの周波数仕様を満足することができる。

出力電力は、 -5 dBm から -3 dBm 程度の値を示した。この電力は、VCO および MLT の個別の性能から推定した値より 4 dB 程度低い。これは、接続に用いたボンディングワイヤの損失、および VCO の最大出力周波数と、MLT の最高利得周波数とにずれが存在するためと考えられる。

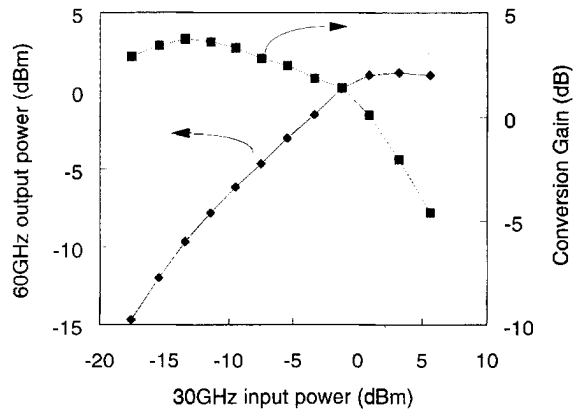


Fig. 8 The second-harmonic outout power and the conversion gain as a function of the input power for the 30GHz-to-60GHz MLT (Input frequency $f_{in} = 29.75$ Hz)

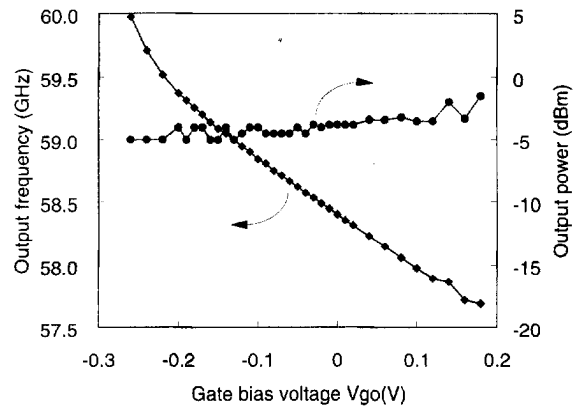


Fig. 9 The output frequency and the output power of the 60GHz signal source

6. むすび

本研究では、FMCW 方式の自動車用ミリ波レーダに用いる 60 GHz の信号源について検討した。信号源は 30 GHz を発生する電圧制御発振器 (VCO) と 30 GHz の信号を 60 GHz に変換する周波数通倍器 (MLT) の 2 つの MMIC で構成されている。MMIC は InP 基板上に作製されており、トランジスタには InAlAs/InGaAs pseudomorphic HEMT を用いてい

る。この HEMT のゲート電極は、ゲート長が $0.5 \mu\text{m}$ の角型ゲートを用いており、一般の光学露光で形成可能なサイズとした。InAlAs/InGaAs pseudomorphic 構造の高い電子移動度と高い電子濃度がトランジスタの高周波特性に有効に作用し、長いゲート長にも関わらず、最大安定化利得が 30 GHz で 15 dB、60 GHz で 11 dB となり、60 GHz のミリ波システムに十分な特性を得ることができた。

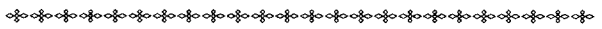
VCO の MMIC は、発振器部分の帰還量を最大にすると、出力電力は高いものの、周波数制御の直線性が失われる問題点があることがわかった。そこで、出力電力を維持しつつ周波数制御の直線性を改善するため、発振器部分の帰還量を小さくし、出力をバッファアンプで増幅する構成とした。試作した VCO は制御電圧であるゲートバイアスを -0.4 V から $+0.1 \text{ V}$ まで変動させることにより発振周波数を 29.726 GHz から 28.857 GHz まで制御することができ、出力電力は $+1 \text{ dBm}$ から $+2 \text{ dBm}$ 程度であった。また、MLT の MMIC は入力電力 -14 dBm の時最大変換利得 3.7 dB を得ることができ、最大出力電力は $+1 \text{ dBm}$ であった。

VCO と MLT の 2 つの MMIC をボンディングワイヤで接続することにより、60 GHz の信号源を作製した。信号源の出力周波数は、VCO のゲートバイアスを -0.26 V から $+0.12 \text{ V}$ まで変化させることにより、59.973 GHz から 57.897 GHz まで制御することができ、出力電力は -5 dBm から -3 dBm 程度であった。周波数制御性に関しては、ゲートバイアスが -0.2 から 0 V の領域で 59.373 GHz から 58.403 GHz の間を極めて直線性良く制御することができた。

＜参 考 文 献＞

- 1) E. H. Düll and H. J. Peters : "Collision Avoidance System for Automobiles". SAE Congress 780263, 1978.
- 2) P. Martin : "Autonomous Intelligent Cruise Control Incorporating Automatic Braking". SAE Congress 930510, 1993.
- 3) M. Kamimura, N. Shima, K. Fujiwara and Y. Fujita : "Millimeter-Wave Automotive Radar Using Digital Signal Processing". SAE Congress 930552, 1993.
- 4) Y. Sugiyama, Y. Takeuchi and M. Tacano : "High Electron Mobility Pseudomorphic $\text{In}_{0.52}$

$\text{Al}_{0.48}\text{As}/\text{In}_{0.8}\text{Ga}_{0.2}\text{As}$ Heterostructure on InP Grown by Flux-stabilized MBE". J. Crystal Growth, Vol. 115, 1991, p. 509.



＜著 者＞



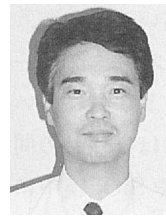
松ヶ谷和沖(まつがたにかずおき)
研究 2 部
ミリ波帯トランジスタおよび
MMIC の研究・開発に従事



星野 浩一(ほしの こういち)
研究 2 部
化合物半導体デバイスプロセス開
発に従事



佐々木邦彦(ささき くにひこ)
研究 2 部
自動車用レーダ、無線通信システ
ムの要素技術研究に従事



水野 広(みずの ひろし)
開発 1 部
自動車用ミリ波レーダの開発に従
事



田口 隆志(たぐち たかし)
研究 2 部
ミリ波帯 MMIC デバイスの開発
に従事



上野 祥樹(うえの よしき)
研究 2 部
ミリ波デバイス・システム及び移
動体通信用高温超伝導フィルタの
研究・開発に従事