

低スプリアス実現のためにプリセレクタを内蔵した 190 GHz 帯スペクトラム測定システム

関根祐司 Yuji Sekine, 新井茂雄 Shigeo Arai, 河村尚志 Takashi Kawamura, 待鳥誠範 Shigenori Mattori

[要旨]

IEEE802.11adにおける60 GHz帯の無線通信端末や76 GHz~81 GHz車載レーダー等のミリ波帯無線機器の実用化が進められている。このような無線機器が普及するにつれ、互いの干渉を抑制するために占有帯域幅やスプリアスの把握が製品開発や評価に求められる。そのため、より高域のミリ波帯までスペクトラムを観測する必要がある。我々は140 GHz~190 GHzのスペクトラムを高感度に観測するため、プリセレクタを設けたスペクトラム測定システムを構築し、ミキサ入力レベル-15 dBm時のスプリアス-60 dBc以下、ダイナミックレンジ155 dBの性能を実現した。また、通倍器のスペクトラム測定によって、このシステムの低スプリアス特性の有効性を確認した。

1 まえがき

近年の無線通信の大容量化に伴うIEEE802.11adの60 GHz帯の無線端末や、天候の影響を受けにくいミリ波の特性を活かした76 GHz~81 GHzの車載レーダーの研究開発が進められている。今後さらにミリ波帯の利用が進み、各種の無線機器が増加するにつれて不要輻射による各機器間の干渉が問題となる。そのため、不要輻射を抑えた無線機器の開発や評価の際に、スプリアスや信号3次歪みを高感度・高精度に取得することが必要とされている。一例として、76 GHz~81 GHzの車載レーダーに対して、米国FCC(Federal Communications Commission)は231 GHzまでの不要放射測定を規定している¹⁾。

従来のミリ波帯でのスペクトラム観測では外付けのダウンコンバータやハーモニックミキサを用いて被測定RF(Radio Frequency)信号をIF(Intermediate Frequency)信号に変換し、汎用のスペクトラムアナライザで観測可能な周波数にして解析するのが一般的である。しかしながら、周波数の異なる複数の被測定RF信号を測定する場合、ローカル信号(LO信号)の高次成分とRF信号の高次成分との相互変調歪みにより、スペクトラム測定システム内部でスプリアスレスポンスが発生する。その結果、本来観測すべき被測定RF信号によるIF信号とスプリアスレスポンスが重なってしまい、ダイナミックレンジの制限となっていた。

我々は、これまで100 GHzを超えるスペクトラム測定システムを検討し、ミキサなどの非線形デバイスによる歪み性能を評価し、新たに開発したFabry-Pérot方式のプリセレクタを用いることでミリ波スペクトラム測定システムのスプリアスレスポンス低減の可能性を示してきた²⁾。さらに、300 GHz帯のスペクトラム測定系においてはFabry-Pérot方式より耐久性と挿入損失特性に優れたフィルタバンク方式のプリセレクタの有効性について示してきた^{3), 4)}。

本稿ではミリ波帯におけるスプリアス評価の要求性能を満たし、高いダイナミックレンジを実現するための設計手法を示し、これに基づいて構築した190 GHz帯スペクトラム測定システム(以下、本システムと呼ぶ)を紹介する。また、通倍器の出力信号の測定結果を例示して本システムの特長であるスプリアスレスポンス抑圧の有効性を示す。

2 目標性能

目標性能を定めるにあたり、通信システムのRF信号の性能指標である占有帯域幅OBW(Occupied Band Width)とスプリアスを評価する際の測定システムへの要求条件を考える。図1に示すように、観測対象の変調波の帯域幅を5 GHz、スペクトラム測定における解析帯域幅を2倍の10 GHzの周波数範囲とした場合を想定する。120 GHz帯FPU(Field Pick-up Unit)でのOBW測定では、送信スペクトル分布から測定系の雑音レベルまで余裕がなく電力積算に影響を与える場合には、キャリアリーク等を除く電力最大点から23 dB減衰する点の上限周波数と下限周波数の差をOBWとする場合がある⁵⁾。これはRF信号の電力が一様に分布した場合では、RF信号の全電力と測定システムの表示平均雑音レベルDANL(Displayed Average Noise Level)とのS/N比が23 dB以上必要であることと同意である。

ここで、変調波信号の全電力を-15 dBmと想定した場合に必要な測定システムのDANLは次のように求められる。

$$\text{DANL} = -15 \text{ [dBm]} - 10 \log (5 \text{ [GHz]}) - (\text{S/N})$$

$$= -15 \text{ [dBm]} - 97 \text{ [dB/Hz]} - 23 \text{ [dB]} = -135 \text{ dBm/Hz}$$

次にスプリアス測定に要求される条件を考える。多くの規格で分解能帯域幅RBW(Resolution Band Width)を最大1 MHz設定で測定するため、RBWを1 MHz換算にして前述のDANLを表した場合には-75 dBm/MHzとなる。ここで被測定RF信号内の微

小信号を誤認識しないためには、測定システムで発生するスプリアスレスポンスを DANL 以下にする必要がある。したがって全電力 -15 dBm の信号を観測するためには、スペクトラム測定系のスプリアスレスポンスを -60 dBc 以下にすれば -75 dBm/MHz の DANL 以下になる。一般にスプリアスの主因は 2 信号 3 次歪である。信号入力レベルが -15 dBm のとき、2 信号 3 次歪が -60 dBc 以下であるためには入力の 3 次インターセプトポイント TOI(Third Order Intercept point)は $+15$ dBm 以上が必要である。これらの要求条件から、本システムに求められる目標性能をまとめると表 1 になる。

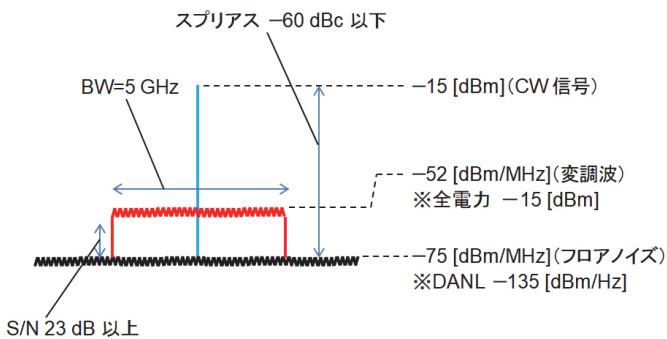


図 1 変調波測定時の各信号レベル

表 1 190 GHz 帯スペクトラム測定システムの目標性能

項目	仕様	備考
周波数範囲	140 to 190 GHz	
DANL	<-135 dBm/Hz	ダイナミックレンジ 150 dB
TOI	$>+15$ dBm	
スプリアスレスポンス	<-60 dBc	入力レベル -15 dBm

3 190 GHz 帯スペクトラム測定システムの構築

3.1 サブハーモニックミキサの動作原理

目標とするスプリアス性能を達成するためには、ミキサの LO 信号や IF 信号の周波数設計が重要である。ミリ波帯のスペクトラム測定システムは、一般的にはハーモニックミキサを用いるが、高感度測定のためには、変換損失がより小さい基本波ミキサ、あるいはサブハーモニックミキサを用いるのが望ましい。ここでは LO 信号に被測定 RF 信号の約 1/2 の周波数を用いるサブハーモニックミキサを採用し、サブハーモニックミキサの動作原理から発生するスプリアスレスポンスを推定する⁶⁾。

一対のダイオードを互いに逆向きに並列接続した APDP(Anti Parallel Diode Pair)を用いたサブハーモニックミキサの基本動作原理を図 2 に示す。APDP の電圧対電流特性は原点を点対称とする奇関数となり、 $f(X)=a_1 X + a_3 X^3 + a_5 X^5 + \dots$ で表すことができる。

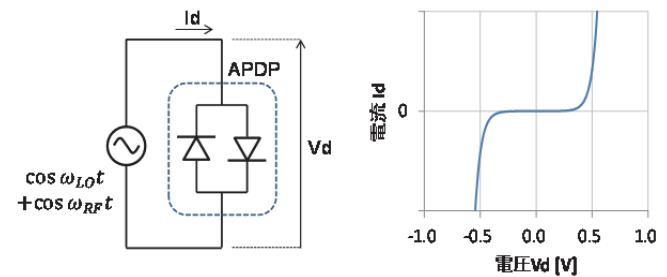


図 2 サブハーモニックミキサの原理図

ここで LO 信号に RF 信号が加算された信号電圧($\cos \omega_{LOt} + \cos \omega_{Rft}$)が付加された場合の関数 $f(X)$ の 3 次の項 X^3 について考えると(1)式で表せる。

$$\begin{aligned} X^3 &= (\cos \omega_{LOt} + \cos \omega_{Rft})^3 \\ &= \cos^3 \omega_{LOt} + 3 \cos^2 \omega_{LOt} \cdot \cos \omega_{Rft} + 3 \cos \omega_{LOt} \cdot \cos^2 \omega_{Rft} + \\ &\quad \cos^3 \omega_{Rft} \end{aligned} \quad \dots \dots \dots \quad (1)$$

(1)式右辺の第 1 項は 3 倍角の公式より(2)式のように表せる。

第 1 項

$$= \cos^3 \omega_{LOt} = \frac{1}{4} \cos 3\omega_{LOt} + \frac{3}{4} \cos \omega_{LOt} \quad \dots \dots \dots \quad (2)$$

(1)式右辺の第 2 項は 2 倍角の公式と積和公式より(3)式のように表せる。

第 2 項

$$\begin{aligned} &= 3 \cos^2 \omega_{LOt} \cdot \cos \omega_{Rft} \\ &= \frac{3}{2} \cos \omega_{RFt} + \frac{3}{4} \cos(\omega_{RF} + 2\omega_{LO})t + \frac{3}{4} \cos(\omega_{RF} - 2\omega_{LO})t \end{aligned} \quad \dots \dots \dots \quad (3)$$

(1)式右辺の第 3 項、第 4 項はそれぞれ第 1 項と第 2 項の ω_{LO} と ω_{RF} を入れ替えた式となるので、関数 $f(X)$ の X^3 の項により発生する周波数成分は $3\omega_{LO}$, $3\omega_{RF}$, $\omega_{RF} \pm 2\omega_{LO}$, $\omega_{LO} \pm 2\omega_{RF}$, ω_{LO} , ω_{RF} の各成分が表れる。ここで ω_{RF} は ω_{LO} の約 2 倍であることを考えると、 $3\omega_{LO}$, $3\omega_{RF}$, $\omega_{RF} + 2\omega_{LO}$, $\omega_{LO} + 2\omega_{RF}$, ω_{LO} は IF 経路にある LPF(Low Pass Filter)で除去され、残った $\omega_{RF} - 2\omega_{LO}$ がサブハーモニックミキサで生成された IF 信号として取り出される。

次に関数 $f(X)$ の X^5 の項について考えると、同様の展開によりサブハーモニックミキサで生成される周波数成分は $5\omega_{LO}$, $5\omega_{RF}$, $4\omega_{LO} \pm \omega_{RF}$, $4\omega_{RF} \pm \omega_{LO}$, $3\omega_{LO} \pm 2\omega_{RF}$, $3\omega_{RF} \pm 2\omega_{LO}$, $3\omega_{LO}$, $3\omega_{RF}$, $2\omega_{LO} \pm \omega_{RF}$, $2\omega_{RF} \pm \omega_{LO}$, ω_{LO} , ω_{RF} となる。

このように理想的なサブハーモニックミキサでは m を RF 信号の m 次成分、 n を LO 信号の n 次成分としたときに、 $|m \times \omega_{RF} + n \times \omega_{LO}|$ で表される周波数成分のうち m と n の和が奇数のスプリアスレスポンスのみが発生する。実際にはサブハーモニックミキサの APDP のペアのダイオード特性が完全に対称ではないため偶数次のスプリアスレスポンスも発生する。なお、スプリアスレスポンスの振幅はダイオード素子の非線形性や周回回路の周波数特性によって決まり、

正確な推測は難しい。このため、後述のとおり実際に使用するサブハーモニックミキサのスパリアスレスポンスの測定結果に基づいてプリセレクタの仕様を定めた。

3.2 190 GHz 帯スペクトラム測定システムの構成

図3に本システムの外観を示す。本システムは、フロントエンド、スペクトラムアナライザ、信号発生器、および制御PCから構成される。

図4に本システムの構成図を示す。被測定RF信号はフロントエンド内部のアイソレータ、プリセレクタを介してミキサに入力される。ミキサに供給するLO信号は、外部信号発生器からの信号を2倍して作られる。被測定RF信号はミキサによってIF信号に周波数変換され、スペクトラムアナライザで検波されて最終的に制御PC画面上にスペクトラムとして表示される。

次に、本システムのスパリアスレスポンスを抑圧するために必要なフィルタの仕様を検討する。実際に使用するミキサのスパリアスレスポンスを測定するにあたり、被測定RF信号の入力レベルは-15 dBmに設定した。本システムでのスペクトラム観測周波数 f_{DSP} を140 GHz～190 GHz、IF周波数20 GHz～22 GHzとしたときのスパリアスレスポンスの測定結果を図5に示す。図においてRF信号のm次成分とLO信号のn次成分で発生するスパリアスレスポンスをIM(m,n)と表している。mとnの和が奇数となる奇数次成分IM(m,n)=IM(-2,3), IM(2,-3)等に加えて偶数次成分IM(-2,4), IM(2,-4)等も併せて測定している。



図3 190 GHz 帯スペクトラム測定システムの外観

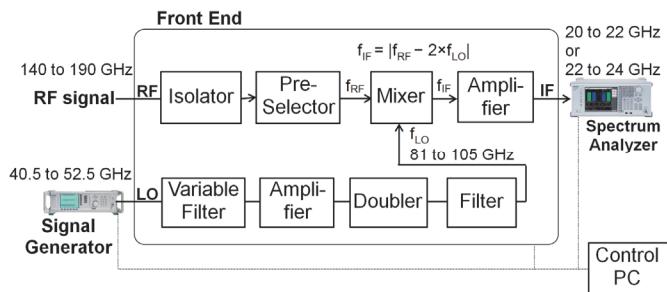


図4 190 GHz 帯スペクトラム測定システムの構成図

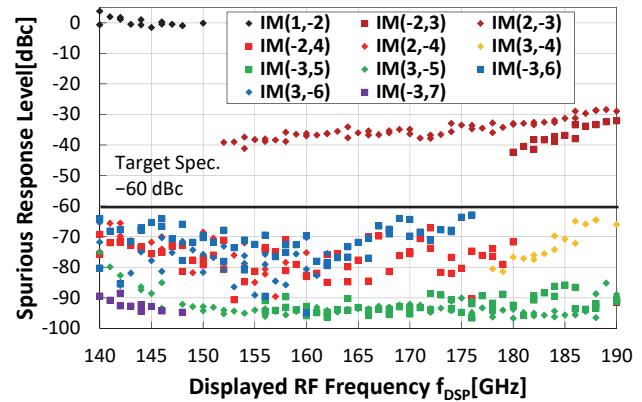


図5 IF周波数に漏れこむスパリアスレスポンス測定結果

図5より、目標のスパリアスレベル-60 dBc以下を満足するためのフィルタには10 dBのマージンを考慮し、IM(-2,3), IM(2,-3)成分を少なくとも40 dB以上は減衰させる必要がある。また、IM(3,-4), IM(-3,6), IM(3,-6)成分も10 dB以上減衰させる必要がある。さらに、理想的なサブハーモニックミキサでは発生することのない偶数次成分のIM(-2,4), IM(2,-4)成分も-70 dBc程度で発生しており、この成分も減衰させるよう考慮した。

4 プリセレクタ

本システムでは、観測周波数が2 GHz高くなるごとにLO信号の周波数をステップ状に設定することで、IF周波数を20 GHz～22 GHz(一部22 GHz～24 GHz)になるように周波数関係を設定している。本システム内のサブハーモニックミキサで発生するスパリアスレスポンスを図6に示す。横軸は本システムのスペクトラムの観測周波数(f_{DSP})を表し、縦軸は本システムに入力される被測定RF信号の周波数(f_{RF})を示す。IM(-1,2)が観測すべき所望信号を表し、それ以外は不要なスパリアスレスポンスを示す。図5にて十分レベルが低下していた偶数次成分のIM(3,-5), IM(-3,5), IM(-3,7)は除いている。

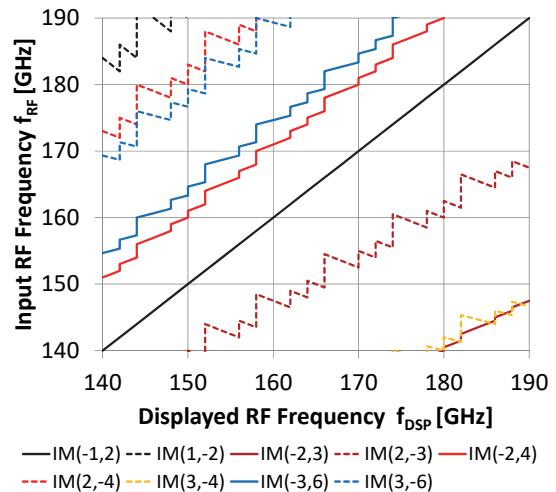


図6 190 GHz 帯スペクトラム測定システムのスパリアスレスポンス

観測すべき所望信号 IM(-1,2)のみを取り出すため、観測周波数に応じて適切なフィルタを選択するプリセレクタを設けて、それ以外のスプリアスレスポンスを低減させることで、本システムの目標スプリアス性能を実現する。プリセレクタはすでに報告しているフィルタバンクタイプ⁷⁾を用いた。このフィルタバンクは中心周波数の異なる 7 種類のバンドパスフィルタ(BPF1～BPF7)で構成され、各バンドパスフィルタの仕様は表 2 のとおりである。また、図 7 に BPF3 付近でのスプリアスレスポンスとフィルタの要求性能の関係を示す。観測周波数 f_{DSP} が 152 GHz～158 GHz の周波数範囲では所望信号 IM(-1,2) はフィルタの通過域内にあり、不要な成分である IM(2,-3), IM(-2,4), IM(-3,6) 成分については、フィルタの低域側と高域側の各減衰周波数の外側になるように設計している。

実際に作製した各フィルタの透過特性である S_{21} 特性を図 8 に示す。各 BPF ともに要求性能 -5 dB に対し、実測値で -4 dB 以上となり、減衰域の性能も含めて所望の性能をおおむね実現している。

表 2 プリセレクタの各フィルタの要求性能

	通過域 ($S_{21} > -5$ dB) [GHz]	低域側減衰周波数 ($S_{21} < -50$ dB) [GHz]	高域側減衰周波数 ($S_{21} < -20$ dB) [GHz]
BPF1	139 to 146	135.5	150.2
BPF2	146 to 152	141.9	156.3
BPF3	152 to 158	147.7	162.5
BPF4	158 to 166	153.6	170.7
BPF5	166 to 174	161.4	178.9
BPF6	174 to 182	169.2	187.1
BPF7	182 to 191	177.0	195.8

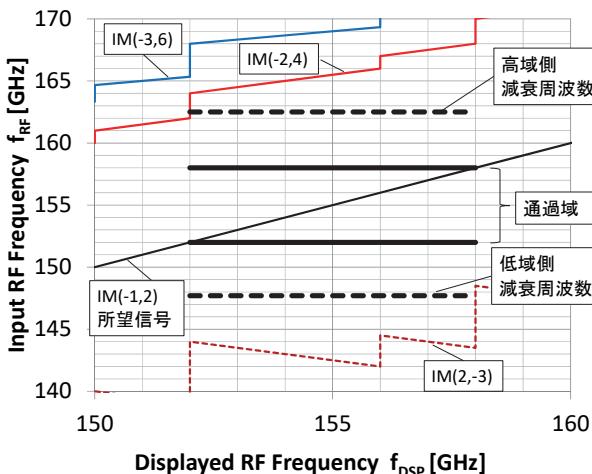


図 7 BPF3 付近のスプリアスレスポンス

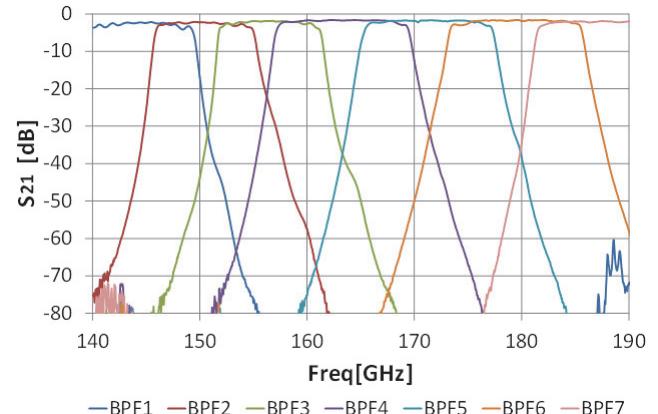


図 8 プリセレクタの各 BPF の S_{21} 特性

5 性能測定結果

フィルタバンクを実装した本システムの性能を評価した結果を以下に示す。

5.1 スプリアスレスポンス

スプリアスレスポンスの測定結果を図 9 に示す。

本システムの要求性能に対し、マージンを持ちフィルタバンクを設計したため、周波数全域で目標性能である -60 dBc を大きく上回る結果 (-85 dBc 以下)を得た。ただし、146 GHz 付近の IM(1,-2) 成分の悪化は、BPF1 の S_{21} 特性の 190 GHz 付近での減衰量悪化によるもので(図 8 参照)、BPF1 の設計のチューニングによりさらなる改善が可能である。

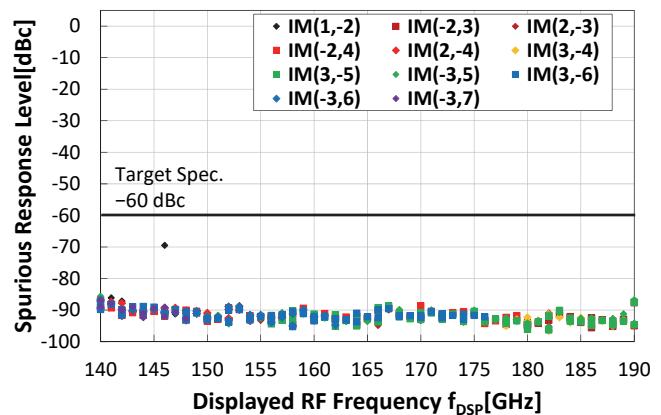


図 9 スプリアスレスポンス測定結果
(RBW=100 Hz, 検波モード=Positive, 入力レベル=-15 dBm)

5.2 表示平均雑音レベル(DANL)

本システムの RF 端子を終端したときの DANL 測定結果を図 10 に示す。RBW を 300 Hz にしたときの実測結果を RBW を 1 Hzあたりに換算した値で示している。

最悪値で -142 dBm/Hz となり、目標性能 -135 dBm/Hz 以下を満足する性能を得た。

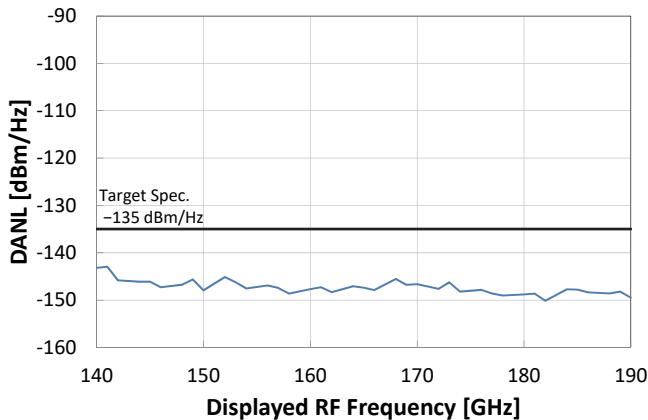


図 10 表示平均雑音レベル(検波モード=Sample)

5.3 3 次インターセプトポイント(TOI)

2 信号 3 次歪の性能を表す TOI 性能の測定結果を図 11 に示す。入力する 2 信号の周波数間隔が、プリセレクタの帯域内と帯域外の場合で TOI 性能に差が出ることが想定されるため入力する 2 信号間の周波数間隔を 2 通りで測定している。周波数間隔 10 MHz 時の TOI は+13 dBm 以上, 10 GHz 時は+33 dBm 以上の結果を得た。周波数間隔 10 MHz のときには当初目標の+15 dBm には未達であったが、TOI と DANL との差であるダイナミックレンジとしては目標性能の 150 dB を超える 155 dB を実現した。TOI と DANL はサブハーモニックミキサへの入力レベルの設計値によってトレードオフの関係にあるため、サブハーモニックミキサの前段に固定減衰器を実装し、ミキサ入力レベルをチューニングすることで、TOI 目標を達成できる見込みである。

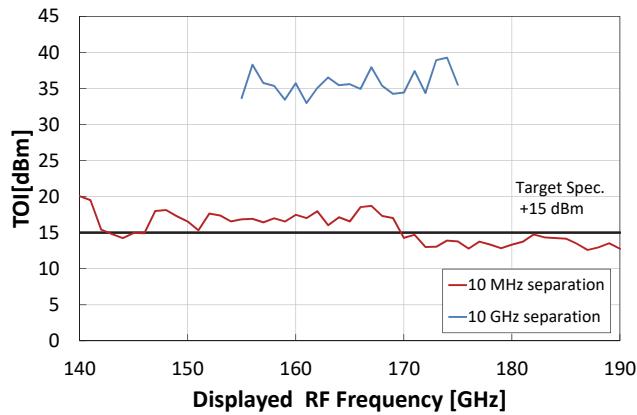


図 11 3 次インターセプトポイント測定結果
(RBW=100 Hz, 検波モード=Positive, 入力レベル=-15 dBm/1 波)

6 スピアス抑圧の効果

プリセレクタによるスピアス抑圧の効果を示すために、プリセレクタがない場合とある場合について、12 適倍器の出力スペクトラムの測定例を示す。測定時の接続図を図 12 に示す。本システムへ

の入力レベルは-13 dBm としている。12 適倍器への入力を約 11.83 GHz(=142/12 GHz)の CW(Continuous Wave)信号とするとき、12 適倍された 142.0 GHz の信号以外にも、13 適倍信号、14 適倍信号など(約 153.83 GHz, 約 165.66 GHz, ...)が含まれることが予想される。

本システムからプリセレクタを外して適倍器のスペクトラムを測定した画面を図 13 に示す。この場合は内部でスピアスレスポンスが生じ、RF 端子からは入力されていない信号が不要なスピアスとして画面に多数表示されている。本来、観測されるべき約 165.66 GHz の被測定 RF 信号のほかに、不要なスピアスとして 167.0 GHz (レベル-48 dBm), 167.33 GHz (レベル-65 dBm) の信号が観測されている。

ここで不要なスピアスの発生理由について述べる。本システムでは被測定 RF 信号の周波数を 2 GHz ごとのバンドに区切って、各バンドごとにローカル周波数をステップ状に設定している。不要なスピアスが発生している 166 GHz~168 GHz の周波数範囲ではローカル周波数 f_{LO} を 95 GHz に設定しており、得られた IF 周波数 f_{IF} の 24 GHz~22 GHz の信号を f_{RF} 166 GHz~168 GHz のスペクトラムとして表示している($f_{RF}=2 \times f_{LO}-f_{IF}$ の関係式によつて算出する)。

一方で適倍器が出力する被測定 RF 信号には複数の信号が含まれており、約 11.83 GHz 間隔の複数の CW 信号が同時に入力されている。その内の一つである 13 適倍の約 153.83 GHz の信号について考える。フロントエンド内部では、入力された RF 信号と LO 信号との高次の相互変調歪($|m \times f_{RF} + n \times f_{LO}|$)が発生し、ここでは RF 信号の 2 次成分($m=2$)と、LO 信号の 3 次成分($n=-3$)による IM(2,-3)成分が発生している。約 153.83 GHz の信号が入力されることにより、 $f_{IF}=2 \times f_{RF}-3 \times f_{LO}$ の計算式から IF 周波数が約 22.66 GHz となり、スペクトラムを表示する IF 周波数 24 GHz~22 GHz の範囲となる。そのため、本来は存在しないはずの約 167.33 GHz に不要なスピアスとして表示されることになる。

同様に 18 適倍の 213.00 GHz の入力信号に対しても、RF 信号の 1 次成分($m=1$)と、LO 信号の 2 次成分($n=-2$)による相互変調歪 IM(1,-2)が発生し、 $f_{IF}=f_{RF}-2 \times f_{LO}=23.0$ GHz となり、167.0 GHz に不要なスピアスが表れる。図 13 上段に示したその他の不要なスピアスも同様であり、観測しているバンドの外側に存在する RF 信号がミキサ等の内部回路に入力されることによって、不要なスピアスが表れている。

次に、プリセレクタを実装した本システムを用いて、適倍器のスペ

クトラムを測定した画面を図 14 に示す。前述の不要なスプリアスがシステム雑音以下に抑制されて被測定 RF 信号のみが観測されていることが分かる。

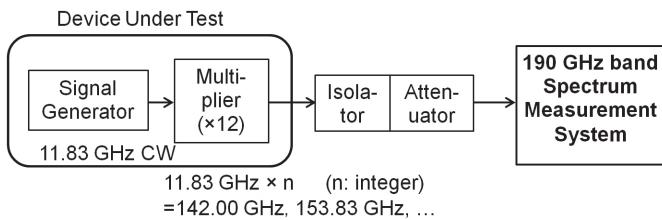


図 12 通倍器のスペクトラム測定系

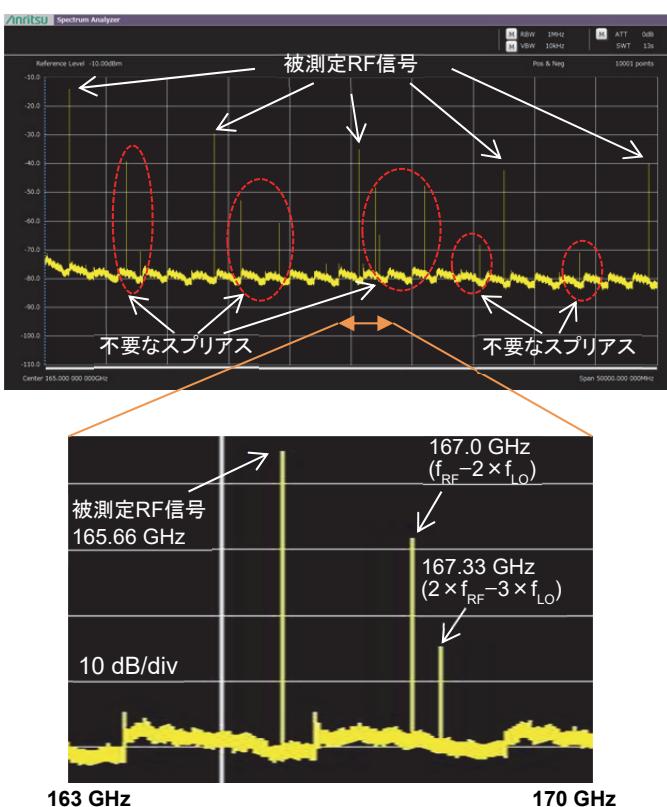


図 13 プリセレクタがない場合の通倍器のスペクトラム
(上図: 140 GHz～190 GHz, 下図: 163 GHz～170 GHz 付近拡大)

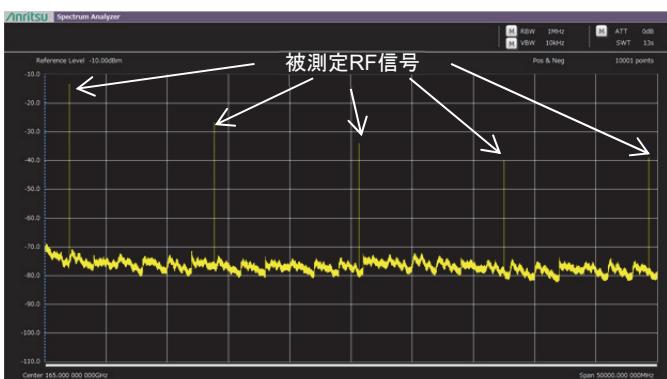


図 14 プリセレクタを入れた場合の通倍器のスペクトラム
(140 GHz～190 GHz)

7 むすび

フィルタバンク方式のプリセレクタを実装したミリ波スペクトラム測定システムを構築し、周波数範囲 140 GHz～190 GHzにおいてスプリアスレスポンス-60 dBc 以下(ミキサ入力レベル-15 dBm 時)、ダイナミックレンジ 155 dB を実現した。また、一例として通倍器の出力を観測した結果から、本システムの内部で発生する不要なスプリアスレスポンスがプリセレクタによって抑圧され、所望の信号が容易に観測できることを確認した。

国際電気通信連合の無線通信部門 ITU-R(International Telecommunication Union Radiocommunication Sector)では SM.329-12 において 300 GHz までの不要放射の測定を勧告している。今後は今回構築した 190 GHz 帯のスペクトラム測定システムと、別途開発を行った 300 GHz 帯のスペクトラム測定システムとを組み合わせ、140 GHz から 300 GHz にわたるスペクトラム測定系の構築を目指す予定である。

謝辞

本研究開発は総務省「電波資源拡大のための研究開発」の支援の下に実施したものである。貴重なご意見・ご議論をいただいた本研究開発の運営委員各位に深謝致します。

参考文献

- 1) FCC Part95 Subpart M—The 76-81 GHz Band Radar Service
- 2) M. Fuse, Y. Kimura, and A. Otani: “Over 100 GHz Millimeter-wave Spectrum Measurement System with Pre-selector”, 2014 International Microwave Symposium (IMS), No. TH2D-1 (Jun. 2014)
- 3) Y. Sekine, S. Arai, T. Kawamura, M. Fuse, S. Mattori, H. Noda: “300-GHz Band Millimeter-wave Spectrum Measurement System with Pre-selector.”, 2017 Asia Pacific Microwave Conference (APMC), No. WE1E2 (Nov. 2017)
- 4) 関根, 新井, 河村: “プリセレクタ内蔵 300 GHz 帯スペクトラム測定システム”, アンリツテクニカル 93 号(2018.03)
- 5) 情報通信審議会, “120 GHz 帯を使用する放送事業用無線局(FPU)の技術的条件”(2013.06)
- 6) 谷本: “ダイレクトコンバージョン受信機用ミクサの研究開発動向”, 信学会論文誌 C Vol.J84-C, No.5, pp 337-348 (2001.05)
- 7) T. Kawamura, M. Fuse, S. Mattori: “Evaluation of >140-GHz Band Filter Bank Prototype”, 2018 Asia Pacific Microwave Conference(APMC), No.WE1-B2-1(Nov. 2018)

執筆者



関根祐司
技術本部
先進技術開発センター



新井茂雄
技術本部
先進技術開発センター



河村尚志
技術本部
先進技術開発センター



待鳥誠範
技術本部
先進技術開発センター

公知