

# プリセレクタ内蔵 300 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

## [要旨]

近年、近距離・大容量通信に有効な 100 GHz を超える周波数帯を用いた無線通信システムの研究開発が進展しており、近い将来の活用が期待されている。このような周波数帯を利用する無線通信システムが増えるにつれて、システム間の電波干渉を無視できなくなるため、無線機器が発するスプリアスを測定することが可能な高感度・高精度のスペクトラム測定システムの実現が望まれている。しかしながら、従来のスペクトラム測定システムでは、この周波数帯において測定系内部で生成される不要信号(スプリアスレスポンス)と観測信号との分離が十分ではなく、低レベルのスプリアス測定が困難であるという問題があった。そこでこの問題を克服するために、新たに開発したプリセレクタを用い、300 GHz 帯スペクトラム測定システムを構築し評価したので、報告する。

## 1 まえがき

通信の大容量化が進展し、高精細映像の非圧縮伝送のための 120 GHz 帯や 300 GHz 帯を用いた広帯域無線伝送実験が複数の研究機関にて行われている<sup>1~3)</sup>。広帯域無線伝送の実用化が進み送受信機が増加した場合、不要輻射(スプリアス)による各無線通信システム間での電波干渉の影響を無視できなくなる。そのためシステム間干渉を最小限に抑えることが要求され、その評価ツールとして、スプリアス等を高感度で高精度に測定することが可能なスペクトラム測定システムの実現が望まれている。

100 GHz を超える周波数帯の信号をスペクトラムアナライザで分析する場合、外付けのダウンコンバータやハーモニックミキサなどの周波数変換器を用い、IF(Intermediate Frequency)周波数に変換して分析することが一般的である。ここで、観測信号とは異なる周波数成分の信号が RF(Radio Frequency)入力端子から同時に入力される場合を考える。この場合、周波数変換器に入力された RF 信号と LO(Local)信号との高次成分に起因する不要信号(スプリアスレスポンス)が生じ、観測信号と重なってしまうため、両信号の分離が困難となる場合がある。従来は観測信号とスプリアスレスポンスを分離するために、共振器部に YIG(Yttrium Iron Garnet)を用いた YTF(YIG Tunable Filter)と呼ばれるチューナブルフィルタや、導波管スイッチを用いたフィルタバンクによるプリセレクタが用いられた。100 GHz を超える周波数帯で YTF を使用する場合には、大きな磁場を発生させるための大電流回路が必要となり、また導波管スイッチを用いたフィルタバンクを使用する場合には、機構が大掛かりで挿入損失も大きいという問題がある。そのため、これらの方法をスペクトラムアナライザに使用するには不適当であった。この問題に対する取り組みとして、以前にファブリペロー共振器型

のチューナブルフィルタをプリセレクタとして用いた 140 GHz 帯スペクトラム測定システム<sup>4)</sup>や、ハイパスフィルタを用いた 300 GHz 帯スペクトラム測定システム<sup>5)</sup>についてすでに報告している。本稿では、新規に開発したフィルタバンク方式のプリセレクタを用いた 300 GHz 帯のスペクトラム測定システムを構築し評価を行ったので結果を報告する。

まず、最初に構築したスペクトラム測定システムの構成を述べ、次にスプリアスレスポンスを分離するための要素技術である周波数設計とプリセレクタの設計について述べる。さらにスペクトラム測定システムの性能評価に必要となるスプリアスを十分に抑圧した 300 GHz 帯信号発生器(以下、300 GHz SG と呼ぶ)について述べ、最後に開発した 300 GHz SG を用いて評価した 300 GHz 帯スペクトラム測定システムの評価結果を示す。

## 2 300 GHz 帯スペクトラム測定システム

### 2.1 システム構成

図 1 に 300 GHz 帯スペクトラム測定システムの構成図を示す。300 GHz 帯スペクトラム測定システムは、フロントエンド、信号発生器(形名: MG3697C)、マイクロ波スペクトラムアナライザ(形名: MS2840A)、制御用 PC(Personal Computer)で構成した。スプリアスレスポンス低減を目指す場合、フロントエンドに内蔵する周波数変換用のミキサには基本波ミキサを使用することが望ましい。しかしながら基本波ミキサを使用するためには、200 GHz を超える周波数帯で LO 信号を生成する必要があり、ミキサを動作させるために十分な信号レベルを確保することが困難である。そこで今回開発した 300 GHz 帯スペクトラム測定システムでは、LO 信号を 100 GHz 帯に抑え、スプリアスレスポンスの低減が可能であるサブハーモニックミキサを採用した。

以下に具体的なシステムの動作を示す。観測対象である RF 信号は、フロントエンドの RF Input 部から入力され、プリセレクタを介してサブハーモニックミキサに入力される。また、サブハーモニックミキサの LO 信号は、LO Input 部から信号発生器の出力信号が入力され、アンプ、フィルタ、3 遍倍器を介して生成される。入力した RF 信号は IF 信号へダウンコンバートし、IF アンプを介してフロントエンドの IF Output 部から出力される。この IF 信号をマイクロ波スペクトラムアナライザで分析し、最終的に 255 GHz～315 GHz のスペクトラムを制御 PC 上に表示した。なお、 $f_{RF}$  は RF 信号の周波数、 $f_{LO}$  はミキサへの LO 信号の周波数、 $f_{IF}$  は IF 信号の周波数、 $f_{SG}$  は信号発生器(ローカル信号源)の出力周波数を示している。

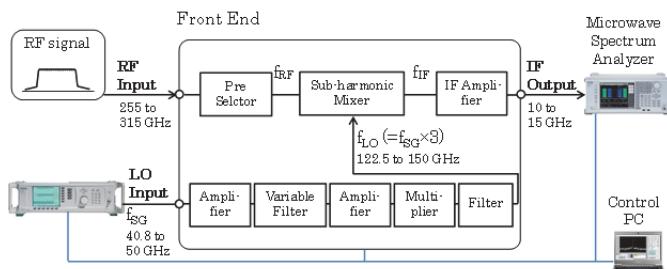


図 1 300 GHz 帯スペクトラム測定システムの構成

## 2.2 周波数設計

スペクトラム測定システムの不要なスプリアスレスポンスを低減させるためには、LO 信号や IF 信号の周波数の選定が重要である。今回開発した 300 GHz 帯スペクトラム測定システムは、観測信号をサブハーモニックミキサを用いて RF 信号から IF 信号に変換 ( $f_{IF} = |f_{RF} - 2 \times f_{LO}|$ ) し、マイクロ波スペクトラムアナライザで解析する構成である。このため、本システムのスプリアスレスポンスを抑制するにはスプリアスチャートを用いて周波数設計を行い、マイクロ波スペクトラムアナライザの周波数特性の影響を最小限にする必要がある。検討の結果、表 1 に示すように RF 信号の 255 GHz～315 GHz の範囲を 5 GHz ごとの 12 個の帯域に分割し、各帯域に LO 信号の周波数をステップ状に割り当て、IF 信号が各帯域で常に 10 GHz～15 GHz になるように設定することで、スプリアスレスポンスを観測信号から分離した。以下に検討結果の詳細について述べる。

検討した周波数構成での RF 信号と LO 信号のそれぞれの高次成分に起因して発生するスプリアスレスポンスの周波数成分を図 2 に示す。図中の  $IM(m, n)$  は RF 信号( $f_{RF}$ )の  $m$  次と LO 信号( $f_{LO}$ )の  $n$  次で発生するスプリアスレスポンス  $|m \times f_{RF} - n \times f_{LO}|$  を表し、 $f_{RF}$  の 3 次まで、 $f_{LO}$  の 7 次までの結果を示している。ここで、 $IM(1, 2)$  は  $f_{RF} - 2 \times f_{LO}$  の観測すべき信号(所望信号)を示す。また  $-IM(1, 2)$  は  $-(f_{RF} - 2 \times f_{LO})$  で表され、所望信号と同じ次数のレスポンスを

示し、ここでは、この成分をイメージレスポンス、イメージレスポンス以外の成分をマルチプレレスポンスと呼ぶことにする。図 2 の横軸はスペクトラムの観測周波数を表し、縦軸は RF Input 部から入力される RF 信号の周波数( $f_{RF}$ )を示している。図 2 の X 部の例では、RF Input 部から 300 GHz の信号が入力された場合、257.5 GHz に  $-IM(2, 5)$  の成分が発生することを示している。この結果が示すとおり、所望信号  $IM(1, 2)$  と交差する不要信号(イメージレスポンスやマルチプレレスポンス)が発生しない周波数構成となっていることが確認できる。

これらの検討結果によって、表 1 に示した周波数構成を選択することで、観測すべき RF 信号のみを通過させるプリセレクタを用いれば不要信号を抑制しスプリアス測定が可能となることが分かった。

表 1 RF, LO, IF 周波数

Band	RF 信号 [GHz]	LO 信号 [GHz]	IF 信号 [GHz]
1	255～260	122.5	10～15
2	260～265	125.0	10～15
...	...	...	...
12	310～315	150.0	10～15

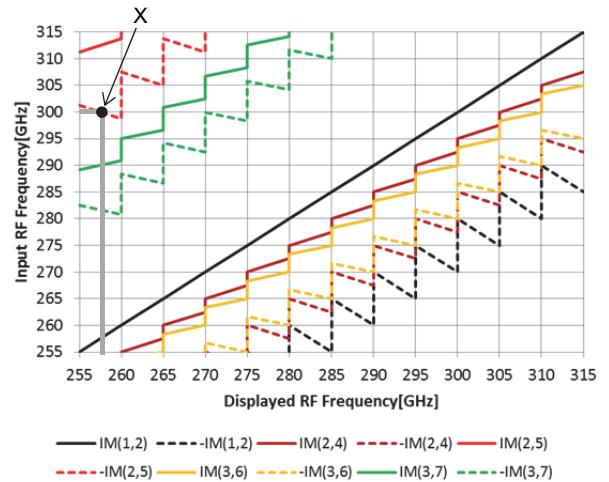


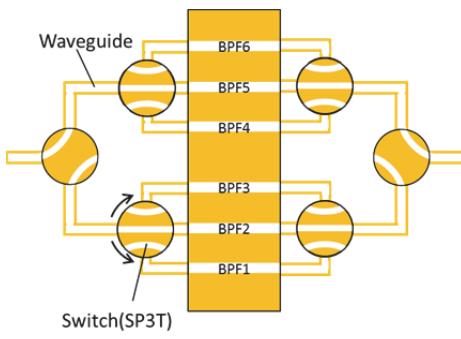
図 2 300 GHz 帯スペクトラム測定システムのスプリアスチャート

## 2.3 プリセレクタ

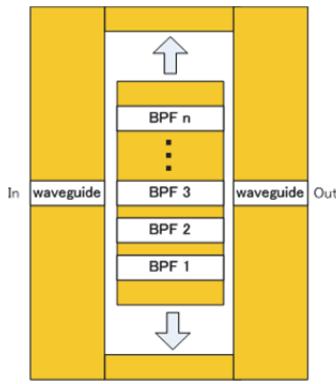
前述の周波数設計の結果より、適切なプリセレクタを用いることでスプリアス測定が可能なスペクトラムアナライザを構成できることが分かった。しかしながら 300 GHz 帯スペクトラム測定システムのプリセレクタとして、140 GHz 帯で採用したファブリペロー共振器を利用したチューナブルフィルタ<sup>4)</sup>を用いた場合、波長に対して十分な加工精度が確保できず、部品組み立ての影響などにより挿入損失が大きくなることが以前の検討よりわかっている<sup>6)</sup>。そのため、300

GHz 帯用のプリセレクタには、通過域が異なる複数のバンドパスフィルタ(以下 BPF)を導波管スイッチ等で切り替えて所望の BPF を選択するフィルタバンク方式を採用した。

一般的に、フィルタバンクで BPF を切り替えるためには図 3(a)に示すような 1 入力 3 出力の 3 経路の切替スイッチである SP3T スイッチを用いる。このとき BPF の数が増えるとスイッチの数が増え、それにつれて導波管接続も複雑になり装置が大規模化するという課題がある。また使用するコンポーネントが増加することから挿入損失が増大する課題も生じる。さらに市販の導波管スイッチは、可動部の摩擦による性能劣化のため、測定器として使用することを想定すると耐久性が不十分である。そこで、図 3(b)に示すように 1 入力、1 出力の各導波管の間に複数の BPF を構築したフィルタブロックを設け、このフィルタブロックを水平に移動することで所望の BPF を選択するフィルタバンクを新規に開発した<sup>7)</sup>。開発したフィルタバンクは、耐久性を確保するため入出力の導波管を構成するブロックとフィルタブロックの間に、50 μm 程度の隙間を設けている。この構造により、フィルタブロックの摩耗による性能劣化が発生しないため、長寿命化を期待できる。また、隙間を開けたことによるアイソレーションの悪化を入出力導波管部とフィルタブロックにそれぞれチョークを設けることで抑制した。このような構造にすることで、小型・低損失・高耐久性を持つ 300 GHz 帯フィルタバンクを実現した。



(a) 従来のフィルタバンク方式



(b) 新規設計フィルタバンク方式

図 3 フィルタバンク方式によるプリセレクタ

次に各 BPF の仕様について述べる。通過域としては約 10 GHz の帯域幅を備え、表 1 に示した 5 GHz 幅のバンドを 2 バンドずつを受け持つ計 6 種類とした。また、減衰域については、図 2 のスプリアスチャートにおいて、所望信号 IM(1,2) の周波数に最も近い IM(2,4) 成分、およびその次に近い IM(3,6) 成分についてはすでにスプリアスレベルが十分低いため、プリセレクタの BPF はそれ以外の成分を減衰させる仕様とした。一例としてバンド 5, 6 (RF 信号 275 GHz~285 GHz) に対応した BPF の仕様と測定結果を表 2、図 4 に示す。A 部は BPF の通過域の周波数範囲と挿入損の要求仕様を表し、B, C, D 部はスプリアスを低減させるための減衰域の周波数範囲と減衰量の要求仕様を表している。最終的に製造したフィルタバンク BPF1(バンド 1, 2), BPF2(バンド 3, 4), BPF3(バンド 5, 6), BPF4(バンド 7, 8), BPF5(バンド 9, 10), BPF6(バンド 11, 12) の周波数特性を図 5 に示す。図 5 より BPF1~BPF6 のいずれも要求仕様を満たすことを確認している。

表 2 バンド 5, 6 の BPF 仕様

	挿入損 (または減衰量) [dB]	周波数 [GHz]	減衰対象の スプリアス成分
A(通過域)	<-5	274~286	—
B(減衰域)	<-20	266.6	-IM(3,6), -IM(2,5)
C(減衰域)	<-35	260.0	-IM(1,2)
D(減衰域)	<-20	298.3	-IM(1,3), -IM(1,3)

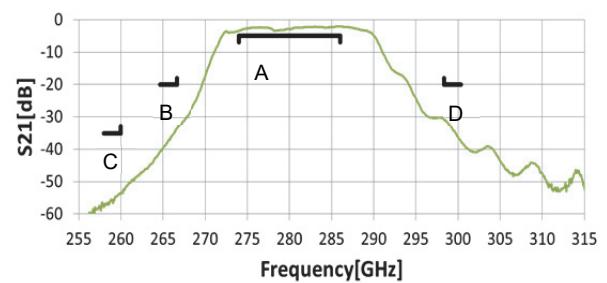


図 4 バンド 5, 6 の BPF 周波数特性

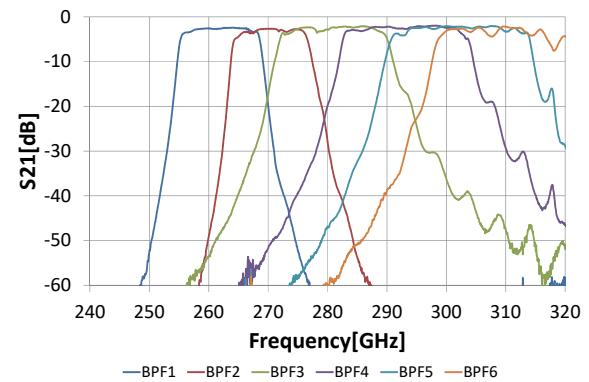


図 5 フィルタバンクの周波数特性

### 3 300 GHz 帯信号発生器

300 GHz 帯スペクトラム測定システムの評価のためには、基準信号源としてスプリアスが十分抑制された信号発生器が必要である。そこで 255 GHz~315 GHz の周波数範囲において低スプリアスの RF 信号を出力できる 300 GHz 帯信号発生器(300 GHz SG)を開発した。今回の開発では、300 GHz SG のスプリアスレベルの設計目標値を-60 dBc とした。

#### 3.1 構成

図 6 に開発した 300 GHz SG の構成図を示す。信号発生器(形名: MG3697C)から 42.5 GHz~52.5 GHz の RF 信号を出力し、信号発生器の非高調波スプリアスを低減するために可変バンドパスフィルタに入力した。次に可変バンドパスフィルタから出力した RF 信号の周波数を 2 段の倍増器で 6 倍増し、255 GHz~315 GHz の信号とした。倍増器によって生じる高調波や低調波は各倍増器の後段のバンドパスフィルタによって除去した。倍増した RF 信号は可変減衰器でレベルを調整できるようにし、カプラを介して出力した。カプラによって分岐されたもう一方の信号は、ディテクタで電圧に変換し、デジタルマルチメータで出力パワーをモニタできるようにした。信号発生器、可変バンドパスフィルタ、可変減衰器とデジタルマルチメータは PC と接続し、PC から周波数やパワーの設定および出力パワーのモニタ等を行えるようにした。このような構成とすることで、外部環境変化等により 300 GHz SG の出力パワーが変化した場合でも、実際に出力しているパワーを常時把握することができ、スペクトラムアナライザ評価時のレベル補正が可能となる。

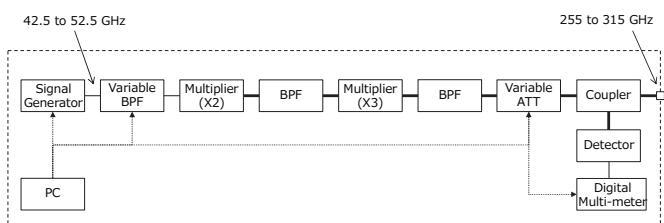


図 6 300 GHz 帯信号発生器の構成

#### 3.2 出力レベル特性

300 GHz SG の使用目的である 300 GHz 帯スペクトラムアナライザの評価のためには、低スプリアスであることに加え、出力パワーが各周波数において一定のレベルになっている必要がある。また、300 GHz SG の値付けにはカロリーメータを使用しており、カロリーメータの入力レベルの下限は-17 dBm である。そこで 2 dB のマージンを考慮し、300 GHz SG の出力パワーは-15 dBm にて値付けした。300 GHz SG の出力パワーの値付けのため、300 GHz SG

の出力にカロリーメータを接続し、各周波数においてカロリーメータの指示値が-15 dBm となるように可変減衰器を調整し、そのときのディテクタの電圧値を記録した。

図 7 に出力パワーを値付け後の 300 GHz SG の出力パワーの周波数特性を示す。同図より 255 GHz~315 GHz の周波数範囲において-15.0 dBm ± 0.5 dB の出力パワーを実現していることが確認できる。

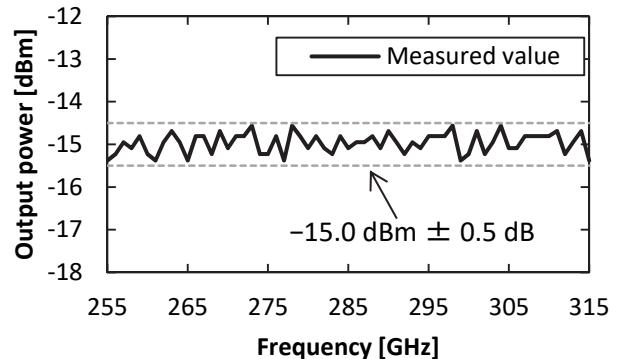


図 7 300 GHz 帯信号発生器の出力レベル特性

#### 3.3 スプリアス特性

開発した 300 GHz SG を用いて、300 GHz 帯スペクトラム測定システムの値付けを行い、値付け後の 300 GHz 帯スペクトラム測定システムを用いてスプリアス性能評価を実施した。

図 8 にスプリアス特性を示す。同図に示すスプリアス特性は、300 GHz 帯スペクトラム測定システムに起因するスプリアス(イメージレスポンス)をスプリアス発生周波数から計算により分離しプロットした結果である。図中点線はスプリアス性能の目標値(-60 dBc)を示しており、全周波数帯域において当初の目標値を満足した性能が得られていることがわかる。

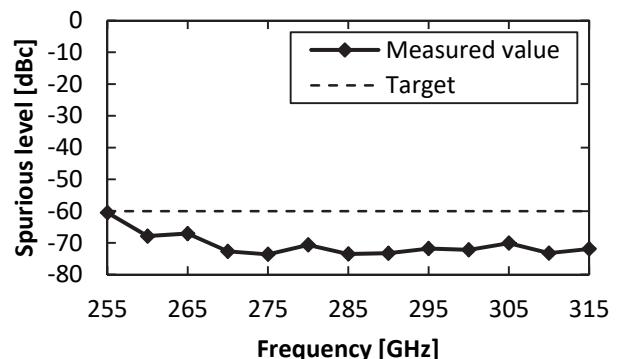
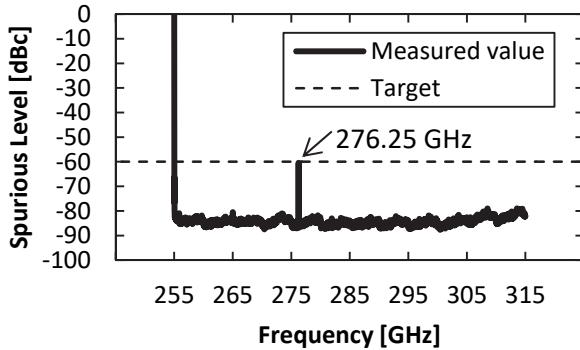


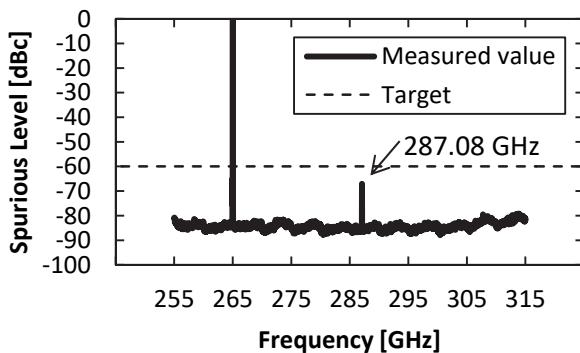
図 8 300 GHz 帯信号発生器のスプリアス特性

図 9 に、スプリアス特性取得時のスペクトラム波形の一例を示す。同図(a)は周波数 255 GHz、同図(b)は周波数 265 GHz 出力時のスペクトラム波形を示している。同図(a)より、スペクトラム波形が

276.25 GHzにおいて、点線で示すスプリアス性能の目標値(-60 dBc)と同等レベルになっている。このスプリアスは、信号発生器のサブハーモニック成分に起因するものであることが明らかとなつており、サブハーモニック成分を抑圧するためのローパスフィルタを可変バンドパスフィルタの前段に追加することで、300 GHz SG のスプリアス性能のさらなる改善が可能である。



(a) 出力周波数 255 GHz



(b) 出力周波数 265 GHz

図 9 300 GHz 帯信号発生器のスペクトラム波形

#### 4 評価結果

300 GHz SG を接続して評価した 300 GHz 帯スペクトラム測定システムのイメージレスポンス、マルチプルレスポンス、表示平均雑音レベル(DANL: Displayed Average Noise Level)、および 3 次インターセプトポイント(TOI: Third-Order Intercept point)の測定結果を示す。また、図 10 に 300 GHz 帯スペクトラム測定システムと 300 GHz SG の外観を示し、300 GHz SG から 280 GHz の CW 信号を入力したときのスペクトラム(255 GHz~315 GHz, RBW:1 MHz)を図 11 に示す。なお、このときの掃引時間は約 70 秒であった。

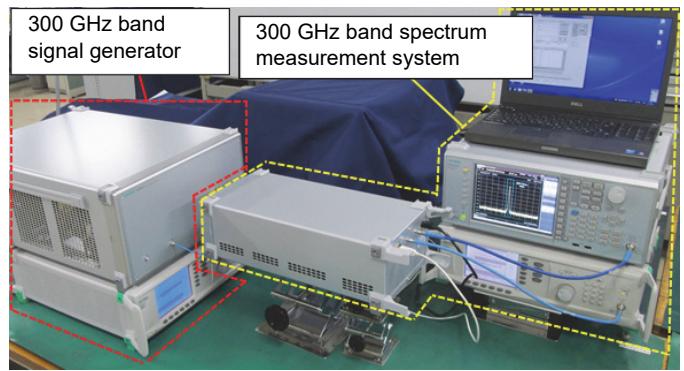


図 10 300 GHz 帯スペクトラム測定システムと 300 GHz SG の外観

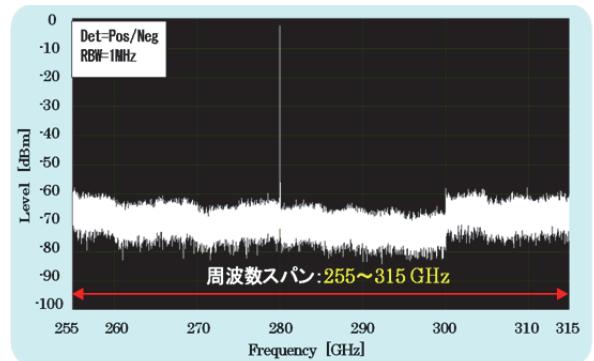


図 11 スペクトラム波形(CW, 280 GHz 信号入力時)

#### 4.1 イメージレスポンス、マルチプルレスポンス

入力信号レベル-15 dBm 時のイメージレスポンスの測定結果を図 12 に示す。255 GHz~315 GHz の周波数の信号が入力された場合に、イメージレスポンスは 280 GHz 以上において発生するため、グラフの横軸の周波数は 280 GHz から示している。比較対象としてプリセレクタを外した状態で測定を行い図 12 の破線の結果を得た。入力信号とほぼ同レベルの 0 dBc 程度でイメージレスポンスが表れるのがわかる。一方で、プリセレクタを搭載した 300 GHz 帯スペクトラム測定システムの場合の結果を図 12 の実線で示す。図 12 より、使用する周波数全域でイメージレスポンス-35 dBc 以下を実現できていることが確認できる。

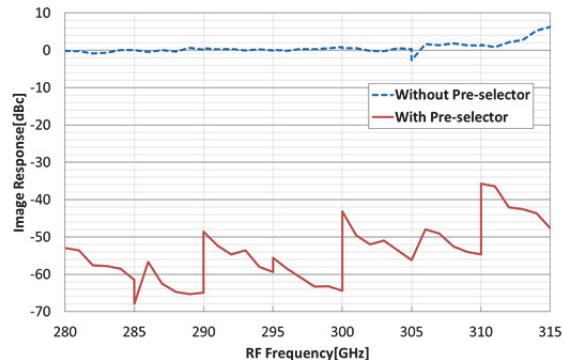


図 12 イメージレスポンス

(RBW=1 MHz, 検波モード=Pos/Neg, 入力レベル-15 dBm 時)

次に、マルチプルレスポンスの測定結果を示す。入力周波数 305 GHz, レベル−15 dBmとしたときのスペクトラムを図 13 に示す。入力周波数 305 GHz としたときには図 2 のスプリアスチャートで示したおり−IM(2,5)成分によるマルチプルレスポンスが 265 GHz に発生する。図 13(b)に示すとおりプリセレクタを入れることで、プリセレクタのない場合の図 13(a)と比較してマルチプルレスポンスを減衰できていることが確認できる。

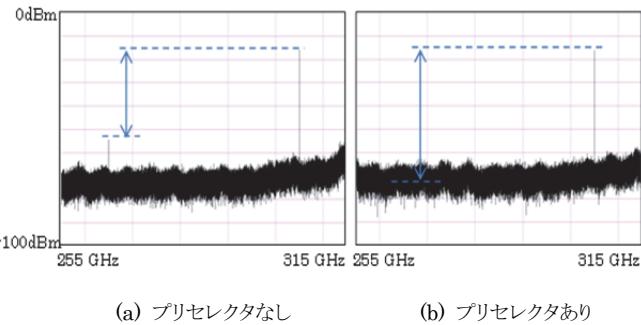


図 13 マルチプルレスポンス発生時のスペクトラム  
(RBW=1 MHz, 検波モード=Pos/Neg,  
入力レベル−15 dBm, 入力周波数 305 GHz)

さらに入力周波数を 255 GHz~315 GHz の範囲で変化させたときのマルチプルレスポンスの各周波数帯における最大値を図 14 に示す。プリセレクタがない場合にはマルチプルレスポンスが観測周波数 255 GHz~270 GHz の範囲で−33 dBc~−40 dBc 程度で発生している。一方でプリセレクタがある場合には−60 dBc 程度に抑えられている。従ってプリセレクタを追加することによってイメージレスポンス、マルチプルレスポンスといった不要スプリアスを大幅に低減できることが確認できた。

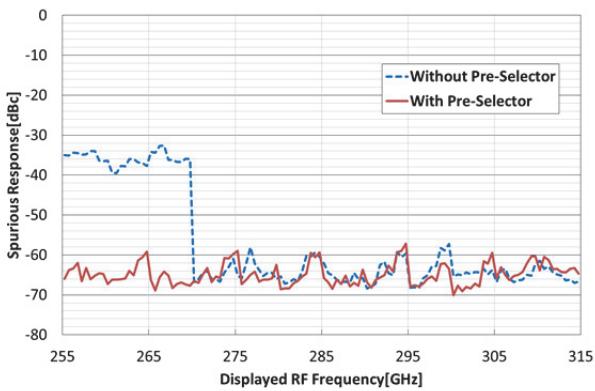


図 14 マルチプルレスポンス  
(RBW=10 kHz, 検波モード=Pos/Neg, 入力レベル−15 dBm)

#### 4.2 表示平均雑音レベル(DANL)

表示平均雑音レベルはスペクトラムアナライザの雑音性能を表す指標の一つである。IF 信号の取得に用いたマイクロ波スペクトラ

ムアナライザの分解能帯域幅(RBW)を 300 Hz に設定して測定を行い, 1 Hzあたりの DANL に換算した結果を図 15 に示す。図 15 より全域の周波数において, −134 dBm/Hz 以下の性能であることがわかる。この結果は, 外付けのハーモニックミキサを用いて周波数変換を行った場合に対して, 十分小さい結果であり, 開発した 300 GHz 帯スペクトラム測定システムの有効性が確認できた。

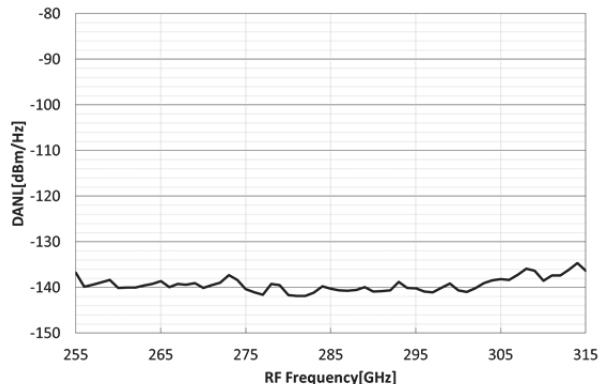


図 15 表示平均雑音レベル  
(RBW=300 Hz, 検波モード=Sample, ATT=0 dB)

#### 4.3 3 次インターセプトポイント (TOI ポイント)

2 信号 3 次歪性能を表す TOI 性能の測定結果を図 16 に示す。入力する 2 信号の周波数セパレーションを 10 MHz とした。グラフの横軸の周波数は入力 2 信号の周波数の中間値としている。周波数全域において TOI は+16 dBm 以上を得ている。一般的なマイクロ波帯のスペクトラムアナライザにおいても TOI は+10~+18 dBm 程度であるため, 300 GHz 帯スペクトラム測定システムとしての TOI 性能としては満足できる結果となっている。

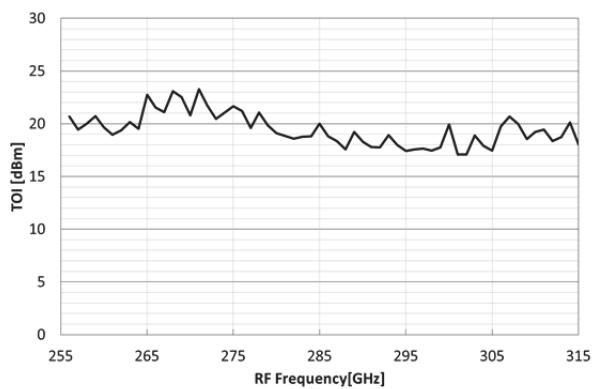


図 16 3 次インターセプトポイント  
(RBW=1 MHz, 検波モード=Pos/Neg, 入力レベル−17 dBm/1CW)

## 5 結論

今回、300 GHz 帯において初めてプリセレクタを内蔵したスペクトラム測定システムを構築し、性能の評価を行った。その結果、イメージレスポンス-35 dBc 以下、マルチプルレスポンス-60 dBc(typ.)の性能を得ることができ、従来のミリ波スペクトラム測定システムにおける課題であった観測信号との分離ができていることを確認した。また、スペクトラム測定システムの主要性能である表示平均雑音レベル、3 次インターーセプトポイントについてもそれぞれ評価を行い-134 dBm/Hz、+16 dBm の性能を得ている。今後はイメージレスポンスのさらなる低減と、掃引速度の向上について検討を進める予定である。

## 謝辞

本研究開発の一部は総務省「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・ご議論を頂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) A. Hirata, et al: "120GHz-Band Wireless Link Technologies for Outdoor 10-Gbps Data Transmission", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., 60, 3, pp.881-895 (Mar.2012)
- 2) K. Katayama, et al: "A 300GHz CMOS Transmitter With 32-QAM 17.5Gb/s/ch Capability Over Six Channels", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.51, No.12, pp.3037-3048 (Dec. 2016)
- 3) S. Hojin, et al: "Demonstration of KIOSK Data Downloading System at 300GHz Based on InP MMICs", 2015 International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology, No. TH2A-2 (2015)
- 4) 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)
- 5) 関根祐司, 新井茂雄, 河村尚志, 布施匡章, 待鳥誠範, 野田華子, "300 GHz 帯ミリ波スペクトラム計測器の構築", 信学技報, vol.116, no.249, SRW2016-49, pp.31-36, (2016-10)
- 6) 河村尚志, 待鳥誠範: "300 GHz 帯チューナブルフィルタの試作評価", 電気学会計測研究会資料, IM-16-45 (2016-11)
- 7) 河村尚志, 待鳥誠範: "300 GHz 帯フィルタバンクの試作評価", 電気学会計測研究会資料, IM-17-42 (2017-11)

---

## 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

公知