

全ブロックをカバー：26GHz 5G フロントエンドにおける、ノイズと信号対ノイズ比(SNR)の関係

2022年11月15日 | [アンプ](#)、[アッテネータ](#)、[エンジニアリングリソース](#)、[フィルタ](#)、[固定減衰器/終端器](#)、[周波数ミキサー](#)、[ニュース](#)

[このシリーズの以前の記事](#)では、ゲインステージ1段の単純なRFフロントエンドの、ノイズレベル、ノイズフロア、帯域幅、および信号対ノイズ比のカスケード解析について説明しました。このアプリケーションノートでは、同じコンセプトに基づいて、ミキサーやIFアンプなどの複数の非線形部品を含む、より複雑な信号チェーンにおけるパラメータの計算を設計者に説明します。なお、ここで例に挙げた6コンポーネントで構成されたフロントエンドは、26GHz 5G 新無線帯域(FR2)に利用することができます。

オーストラリアの5G：背景

24.25~27.5 GHz の周波数帯は、「ワイド 26GHz バンド」、または「5G バンド n258」と呼ばれます。オーストラリア通信メディア局(ACMA)は、「26GHz バンドの広帯域ミリ波帯(mmWave)が、世界的にミリ波 5G ワイヤレスブロードバンドサービス提供の最前線にあると認識している。」²と述べています。その結果、2021年4月、25.1~27.5 GHz の周波数帯を中心に、その大部分が通信事業者に競売にかけられました。² この24.25~24.7 GHz 帯は屋内用として、24.7~25.1 GHz 帯は屋内/屋外用として区分けされました。²

このアプリケーションノートのRFフロントエンドの目的は、オーストラリアの5G周波数範囲のうち、24.25~25.1GHzの低域部分に焦点を当てます。

n258 バンドのフロントエンドチェーン

5G n258 周波数帯の24.25~25.1GHz部分をカバーできるRFフロントエンドを図1に示します。この設計には、5Gに適した強力なプリセレクトと、さらにコスト効率の高い高性能MMIC LNAを搭載しています。3dBアッテネータは、LNAとミキサーの間で発生する可能性のあるVSWRの悪化を軽減します。ミキサー自体は10~40GHzでのLO/RF動作が可能であり、対象帯域を十分に網羅しています。このアプリケーションでは、20GHzのLOを+15dBmで動作させ、IF帯域は4.25~5.1GHzの範囲です。

IFフィルタは、3dB帯域幅が約1200MHzの小型で超高減衰のLTCCフィルタです。

IFアンプは高ゲイン、低ノイズのMMICで、4.25~5.1GHzのIF動作帯域を容易にカバーします。

ブロック図の6コンポーネントの構成要素について、それぞれの特徴を以下に示します。

- プリセレクタ([ZVBP-25875-K+](#) cavity filter): 24.25~27.5 GHz の帯域幅、24.25 GHz で 1.72 dB の挿入損失
- LNA ([PMA3-34GLN+](#)): 25 GHz で 21.65 dB のゲイン、1.59 dB の NF
- Attenuator ([QAT-3+](#)): 25 GHz で 3.15 dB の挿入損失
- ミキサ ([MDB-44H+](#)): 10.4 dB の変換損失。 RF = 25 GHz、LO = 20 GHz、および IF = 5 GHz にて
- IF フィルタ ([BFHK-4951+](#)): 2.65dB の挿入損失(5.1 GHz)、3dB 帯域幅 約 4.3 - 5.3 GHz
- IF アンプ ([PMA3-83LNW+](#)): 5GHz で 20.56dB のゲインと 1.59dB の NF

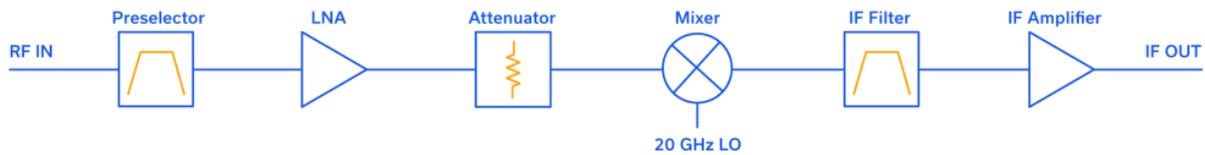


図 1: 5G バンド n258 フロントエンドのブロック図

ノイズと SNR

ノイズと SNR は NF よりも基本的に取り扱いが簡単のため、最初はこちらに焦点を当てサーマルノイズフロア(P_{Thermal})を求めます。

$$P_{\text{Thermal}} = kT_0B = -174 \text{ dBm/Hz}$$

ここで k = ボルツマン定数 ($1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$)、 $T_0 = 290\text{K}$ / IEEE³、 B = 帯域幅 (1 Hz)

次に、RF 入力から IF 出力に変換する際の、システム各段のノイズフロアを 1Hz 帯域幅で決定します。これは実際にはとても簡単です:

$$\text{dBm/Hz でのノイズフロア } (P_{\text{Noise}}) = P_{\text{Noise(prev)}} \text{ (dBm/Hz)} + \text{Gain}_c + \text{NF}_c$$

ここで、 $P_{\text{Noise(prev)}}$ = 前ステージの P_{Noise} 、 Gain_c = cascaded gain、 NF_c = cascaded NF

(注: Gain_c と NF_c には現在のステージも含まれます)

その結果、LNA の後は次のようになります。

$$P_{\text{Noise}} = -174.00 \text{ dBm/Hz} + 19.93 \text{ dB} + 3.31 \text{ dB} = -150.76 \text{ dBm/Hz}$$

各ステージの計算結果を図 2 の表の部分に示します。

図 2 に示す P_{Noise} (dBm/BW)は、1Hz 以外の帯域幅のシステムでのノイズフロアを表す方法です。

つまりシステムの帯域幅の拡大に伴うノイズ電力の増加を示しています。初期状態では、プリセクタはノイズ帯域幅が 3.25GHz に制限してあり、これは-78.88dBm のノイズフロアに相当します。お待ちください。何が起こったのでしょうか？

ちょうど 1Hz を基準とするサーマルノイズフロア(P_{Thermal})は、以下のように 3.25GHz のシステム用に調整されました。

$$\text{ノイズフロア } (P_{\text{Noise}} \text{ (dBm/BW)}) = -174 \text{ dBm/Hz} + 10\log(\text{BW (Hz)}) + \text{Gain}_c + \text{NF}_c = -174 + 10\log(3.25 \times 10^9 \text{ Hz}) - 1.72 + 1.72 = -78.88 \text{ dBm}$$

$P_{\text{Noise}} \text{ (dBm/BW)} = P_{\text{Noise}} \text{ (dBm/Hz)} + 10\log(\text{BW (Hz)})$ を考慮しても同じ結果が得られます。1Hz BW のノイズフロアは、単にシステム帯域幅に合わせて調整されているのです。

システム帯域幅のノイズフロアの最初の式では、プリセクタ ZVBP-25875-K+の 1.72dB の挿入損失が、NF を打ち消していることに注意してください。これはこの時点ではシステム内のひとつの受動部品にすぎません。つまり、プリセクタの挿入損失は、サーマルノイズフロア—(P_{Thermal})を-174dBm/Hz レベル以下に減衰できないことが分かっていますから、挿入損失と NF が式から外れるのは自然なことです。

IF アンプが圧縮しない入力信号レベルを-10dBm と定義した場合、プリセクタ後の信号対ノイズ比(SNR)を dB 単位で簡単に求めることができます。

$$\begin{aligned} \text{SNR (dB)} &= 10\log(\text{Signal (mW)} / P_{\text{Noise}} \text{ (mW)}) = 10\log(\text{Signal (mW)}) - 10\log(P_{\text{Noise}} \text{ (mW)}) \\ &= \text{Signal (dBm)} - P_{\text{Noise}} \text{ (dBm)} = -11.72 \text{ dBm} - (-78.88 \text{ dBm}) = 67.16 \text{ dB} \end{aligned}$$

この SNR は、**図 2** の表部分にあるプリセクタの「Post Stage 1」の下の部分に示されています。RF 入力信号レベル-10dBm は、計算上プリセクタの挿入損失(1.72dB)によって減衰され、システム帯域幅が P_{Noise} を決めていることに注意してください。後段では、信号は単純にゲインの影響を受けて増減しますが、ノイズパワー(P_{Noise})については、いくつかの要因が影響を与えます。アンプなど部品のゲイン/損失やノイズ指数(NF)は、ノイズフロアに直接影響します。さらに、プリセクタ帯域幅を 3.25GHz とすると、1Hz 帯域幅の P_{Noise} とは大きく異なり、はるかに大きな P_{Noise} レベルをもたらしたのと同様に、システム帯域幅の変更はシステムのノイズフロアに確実に影響を及ぼします。

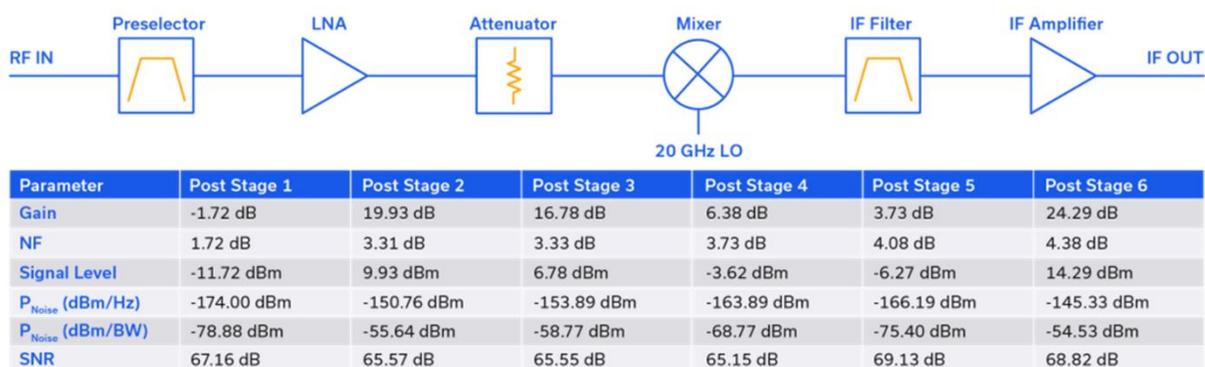


図 2: 5G バンド n258 フロントエンドのステージごとに計算されたカスケードパラメータ。

受信機のフロント エンドに IF 周波数への変換機能が含まれている場合非常に頻繁に発生する計算上の異常がひとつあります。プリセレクタはシステム帯域幅を 3.25 GHz(24.25 - 27.5 GHz)に設定します。これは IF フィルタがシステム帯域幅に大幅な変更を加えるまでそのままです。BFHK-4951 +は、システム帯域幅を 1.2 GHz(4.1~5.3 GHz)に制限します。この帯域幅変更の影響は、「Post Stage 5」の後に発生する P_{Noise} (dBm/BW)の項目で確認できます。帯域幅を変更しない場合、前式は次のようになります。

$$P_{\text{Noise}} \text{ (dBm/BW)} = P_{\text{Noise}} \text{ (dBm/Hz)} + 10\log(\text{BW (Hz)}) = -166.19 \text{ dBm/Hz} + 10\log(3.25 \times 10^9 \text{ Hz}) = -71.07 \text{ dBm (3.25 GHz 帯域幅)}$$

ただし、正しい結果を得るには、IF フィルタによってシステム帯域幅が 3.25GHz から 1.2GHz に狭くなったことを考慮する必要があります。

$$P_{\text{Noise}} \text{ (dBm/BW)} = P_{\text{Noise}} \text{ (dBm/Hz)} + 10\log(\text{BW (Hz)}) = -166.19 \text{ dBm/Hz} + 10\log(1.2 \times 10^9 \text{ Hz}) = -75.40 \text{ dBm (1.2 GHz 帯域幅)}$$

システム帯域幅の縮小は、当然 P_{Noise} の減少につながることに注意してください。

カスケードゲインとノイズ指数

初段のゲインとノイズ指数は単純で、正確にはプリセレクタ ZVBP-25875-K+の挿入損失 (1.72dB)であり、ゲインは負の値、NF は正の値です。

プリセレクタに LNA、アッテネータ、ミキサー、IF フィルタ、IF アンプを直列にカスケード接続するとどうなるのでしょうか。図 2 の表の各ステージに続くパラメータを見ると、各ステージ後の累積ゲインは、前のステージまでの累積ゲインに単純に加算することで決定されます。つまり:

$$G_{\text{cum}(n)} = G_{n-1} + G_n.$$

6 コンポーネントカスケード接続全体の場合:

$$G_{\text{Tot}} (\text{dB}) = G_1 + G_2 + G_3 + G_4 + G_5 + G_6 = -1.72 \text{ dB} + 21.65 \text{ dB} - 3.15 \text{ dB} - 10.40 \text{ dB} - 2.65 \text{ dB} + 20.56 \text{ dB} = 24.29 \text{ dB}.$$

ノイズ指数は、コンポーネントがフロント エンド全体に渡ってカスケード接続される場合、非常に複雑なパラメータとなります。dB 単位のノイズ指数 (NF) を、ノイズ ファクター (F) に変換しフリスの公式で計算する必要があります。

最初の 2 段(プリセクタ/アンプ)の場合、各段のノイズ指数(NF)を dB 単位で単純に加算でき(1.72dB + 1.59dB = 3.31dB)となり、その結果を図 2 の「Post Stage 2」列に示します。ゲインが導入され、シグナル・チェーンでそのゲインに続く要素が与えられると、フリスの公式は次に示すように使用されます。

$$F_{\text{Total}} = F_1 + (F_2 - 1)/G_1 + (F_3 - 1)/G_1 G_2 + (F_4 - 1)/G_1 G_2 G_3 + (F_5 - 1)/G_1 G_2 G_3 G_4 + (F_6 - 1)/G_1 G_2 G_3 G_4 G_5$$

…ノイズ指数に変換するには、 $NF_{\text{Total}} = 10 \log(F_{\text{Total}})$ 。

あるいは、フリスの公式を 1 ステージに 1 回ごと使用して、システムに追加された各コンポーネントについて NF の累計を表示することもできます。

ノイズ係数は、 $F = 10^{(NF/10)}$ の式によって導かれ、次のようになります。

$$F_1 = 10^{(1.72 \text{ dB}/10)} = 1.49$$

$$F_2 = 10^{(1.59 \text{ dB}/10)} = 1.44$$

$$F_3 = 10^{(3.15 \text{ dB}/10)} = 2.07$$

$$F_4 = \dots$$

ゲイン(G_n)は、 F_{n+1} に関連する素子が、システムに接続されるポイントまでのカスケードゲインです。ゲインは線形比でなければなりません (例. $G_1 = 10^{(21.65 \text{ dB}/10)} = 146.22$)。

信号 対 ノイズ比(SNR)

SNR は、システム帯域幅の信号レベルとノイズレベルの dBm 単位の 2 つの値を単純に減算することで決定できます。図 2 では、dBm/BW として表されています。SNR は、次の計算によって任意の段階で決定できます。

$$\text{SNR} = \text{Signal level (dBm)} - P_{\text{Noise}} (\text{dBm/BW})$$

カスケード効果

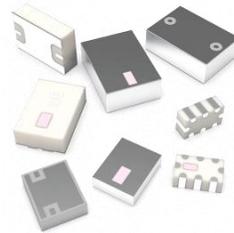
この記事では、24.25～25.1GHz の 5G n258 帯域用に設計された6コンポーネント RF フロントエンドのノイズと信号対ノイズ比のカスケード解析について簡単に説明しました。次に特定のシステム帯域幅における熱ノイズフロアとノイズフロアの段階的な計算と、信号対ノイズ比(SNR)を示しました。カスケードノイズ指数の計算にはフリスの公式が使用されました。ノイズレベルの計算(システム帯域幅の変更の影響の説明を含む)とSNRの計算は、信号レベルを-10 dBm から開始することで簡略化され、カスケード接続された利得とNF値を使用して行いました。このシリーズの今後の記事では、同様のフロントエンド設計の P1dB や IP3 に関する直線性などの追加のカスケードパラメータについて説明します。

このアプリケーションノートで正在している製品

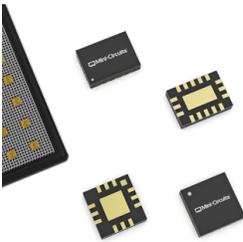
[キャビティフィルタ](#)



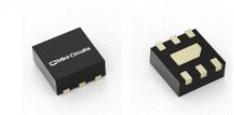
[LTCC フィルタ](#)



[MMIC LNA](#)



[MMIC アッテネータ](#)



参照

1. [RF フロントエンド](#)、ウィキペディア
2. オーストラリア通信メディア局(ACMA)、オーストラリア政府、[オークションの概要-26 GHz 帯域](#)(2021)、最終更新日: 2022 年 3 月 3 日
3. [レシーバ感度/ノイズ](#)
4. [ノイズのフリスの公式-ウィキペディア](#)