

26GHz 5Gフロントエンドのノイズと信号対ノイズ比SNRの計算



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。」¹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。¹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。¹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クタと、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4.1 - 5.3 GHz
- IFアンプ (PMA3-83LNW+): 5GHzで20.56dBのゲインと1.59dBのNF

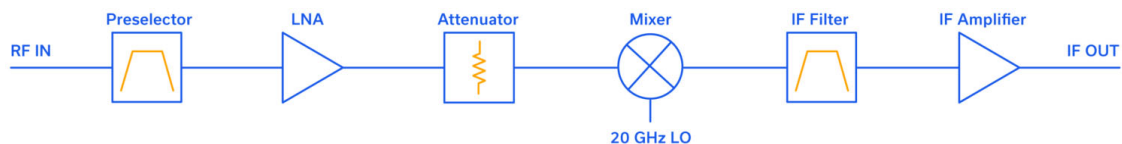


図1 : 5Gバンドn258フロントエンドのブロック図

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てサーマルノイズフロア(P_{Thermal})を求めます。

$$P_{\text{Thermal}} = kT_0B$$

ここで、

$k = 1.38 \times 10^{-23}$ J/K (ボルツマン定数), $T_0 = 290$ K (IEEE標準値),

$$P_{\text{Thermal}} = (1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K})(290\text{K})(1 \text{ Hz}) = 4 \times 10^{-21} \text{ W} = 4 \times 10^{-18} \text{ mW}$$
$$\Rightarrow 10 \log(4 \times 10^{-18} \text{ mW}) = -174 \text{ dBm in a 1 Hz BW, or } -174 \text{ dBm/Hz}$$

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。

$$P_{\text{Noise}} (\text{dBm/Hz}) = P_{\text{Noise(prev)}} (\text{dBm/Hz}) + \text{Gain}_c + \text{NF}_c$$

ここで、 $P_{\text{Noise(prev)}}$ = 前ステージの P_{Noise} 、 Gain_c = カスケードゲイン (dB)、 NF_c = カスケードNF (dB)

(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。

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

▼ 注: 本稿では等価雑音帯域幅 (ENB) の近似値として、プリセクタ (3.25 GHz) およびIFフィルタ (1.2 GHz) の3 dB帯域幅を使用しています。詳細はこちらをクリックしてください。

厳密には、上記の計算でノイズ帯域幅として使用している値はフィルタの3dB帯域幅ですが、正確なノイズ電力の計算には等価雑音帯域幅 (ENB) B_n を用いるべきです:

$$B_n = \frac{1}{|H(f_0)|^2} \int_0^\infty |H(f)|^2 df$$

一般にENBは3dB帯域幅と等しくありません。例えば、単極フィルタの場合:

$$B_n = \frac{\pi}{2} \times BW_{3dB}$$

ただし、本稿で使用されているプリセクタ (ZVBP-25875-K+) およびIFフィルタ (BFHK-4951+) は、それぞれキャビティ型およびLTCC型のバンドパスフィルタであり、急峻なスカート特性を有しています。その通過帯域形状はブリックウォール応答に極めて近いため、3 dB帯域幅をENBの近似として用いることは極めて妥当です。

以下の関係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。

$$P_{\text{Noise}} (\text{dBm}/\text{BW}) = P_{\text{Noise}} (\text{dBm}/\text{Hz}) + 10 \log(\text{BW} (\text{Hz}))$$

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。

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

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。

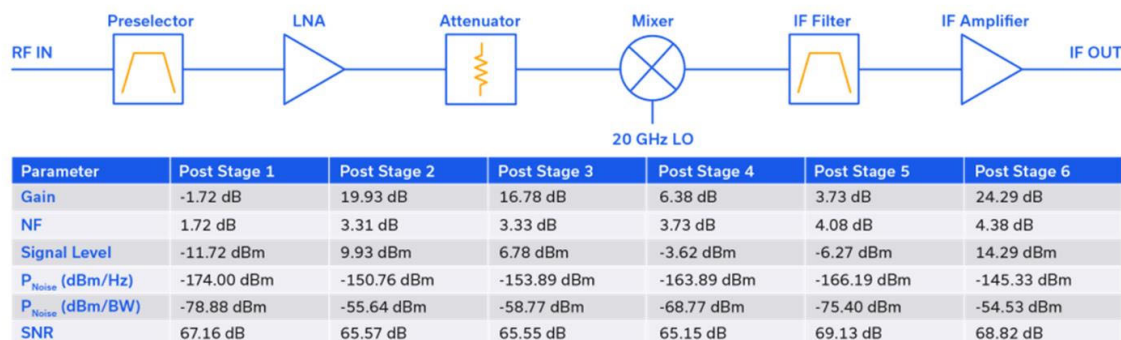


図2：5Gバンドn258フロントエンドのステージごとに計算されたカスケードパラメータ。

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。

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

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。

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

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：

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

6 コンポーネントカスケード接続全体の場合:

$$\begin{aligned} G_{\text{Tot}} \text{ (dB)} &= G_1 + G_2 + G_3 + G_4 + G_5 + G_6 \\ &= -1.72 \text{ dB} + 21.65 \text{ dB} - 3.15 \text{ dB} - 10.40 \text{ dB} - 2.65 \text{ dB} + 20. \\ &= 24.29 \text{ dB} \end{aligned}$$

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。²

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。

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

ノイズ指数に変換するには:

$$\text{NF}_{\text{Total}} = 10 \log(F_{\text{Total}})$$

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。

ノイズ係数は次の式によって導かれます:

$$F = 10^{(\text{NF}/10)}$$

したがって:

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

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

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

$$F_4 = \dots$$

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. $G_1 = 10^{(-1.72 \text{ dB}/10)} = 0.67$)。

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。

参照

1. 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
2. H.T. Friis, "Noise Figures of Radio Receivers," *Proc. IRE*, vol. 32, no. 7, pp. 419-422, July 1944.

Mini-Circuits Japan株式会社

〒222-0033

横浜市港北区新横浜3-6-12 SD12ビル6階

TEL: 045-548-5058

sales@minicircuits.co.jp

support@minicircuits.co.jp