



セミコンダクタ

付録RFマニュアル第6版

2005年5月


PHILIPS

リリース日付：2005年5月

ドキュメント注文番号：9397 750 15125

目次

| | |
|---------------------------------------|-----------|
| 1. RFアプリケーション-基礎編 | 5 |
| 1.1 周波数スペクトル | 5 |
| 1.2 アンテナの機能 | 6 |
| 1.3 トランジスタ半導体プロセス | 8 |
| 1.3.1 汎用小信号バイポーラ | 8 |
| 1.3.2 ダブル・ポリシリコン | 9 |
| 2. RFデザイン-基本編 | 10 |
| 2.1 基礎 | 10 |
| 2.1.1 RF波 | 10 |
| 2.1.2 反射係数 | 12 |
| 2.1.3 理論的受動デバイスと実用的受動デバイスとの違い | 16 |
| 2.1.4 スミス・チャート | 17 |
| 2.2 小信号RFアンプ・パラメータ | 22 |
| 2.2.1 トランジスタ・パラメータ、DC～マイクロ波 | 22 |
| 2.2.2 sパラメータの定義 | 23 |
| 2.2.2.1 2端子回路の定義 | 24 |
| 2.2.2.2 3端子回路の定義 | 25 |
| 2.3 RFアンプ・デザインの基礎 | 26 |
| 2.3.1 MMICのDCバイアス・ポイント調整 | 26 |
| 2.3.2 トランジスタのDCバイアス・ポイント調整 | 26 |
| 2.3.3 ゲインの定義 | 27 |
| 2.3.4 アンプの安定性 | 28 |
| 3. ノイズの基礎 | 30 |
| 3.1 等価ノイズ・ソースとノイズ温度の定義 | 30 |
| 3.2 等価ノイズ・ソースの決定 | 31 |
| 3.3 2端子デバイスのノイズ：ノイズ係数とSNR | 32 |
| 3.4 アンプ自身の半導体ノイズで終端されたノイズ係数 | 33 |
| 3.5 ノイズ係数対ノイズ温度 | 34 |
| 3.6 ノイズ係数対ノイズ温度 | 34 |
| 3.7 損失のあるデバイス（減衰器、ケーブルなど）のノイズ温度 | 35 |
| 3.8 抵抗のノイズ温度 | 35 |
| 3.9 ノイズ・ブロックのカスケード接続 | 36 |
| 3.10 例：メイン衛星レシーバ・システムのデザイン | 36 |
| 3.11 アンテナ・ノイズ | 38 |
| 3.12 例：レーダー・システム | 39 |
| 3.13 ノイズ温度に関係する入力と出力 | 40 |
| 3.14 アンプ・ソースがノイズを持つジェネレータの場合 | 40 |
| 3.15 ノイズ係数、ノイズ温度、レシーバ感度 | 41 |
| 3.16 半導体デバイスのノイズ・ソース | 41 |
| 3.17 ノイズ成分の周波数範囲 | 44 |
| 3.18 発振器とミキサのサイドバンド・ノイズ | 44 |
| 3.19 入力換算等価ノイズ・ソース | 46 |



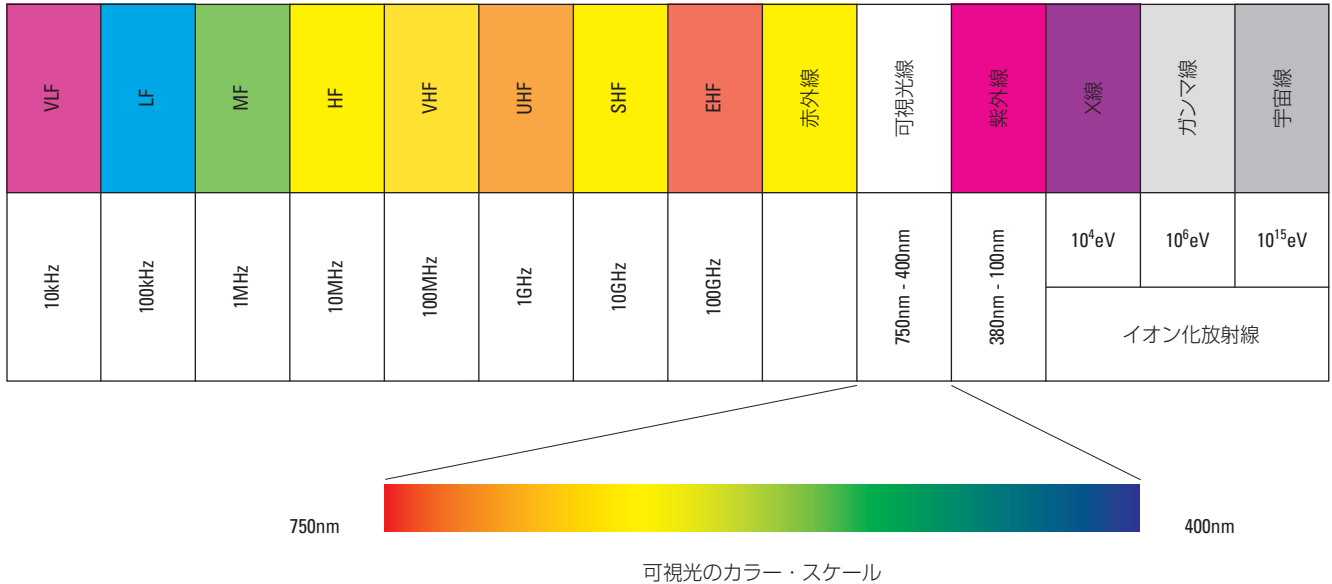
| | |
|-------------------------------------|------------|
| 4. RFブロックのカスケード接続の性能 | .48 |
| 4.1 レシーバのダイナミック・レンジ | 48 |
| 4.2 カスケード接続のゲイン | 48 |
| 4.3 カスケード接続のノイズ | 48 |
| 4.4 カスケード接続の相互変調 | 49 |
| 4.5 カスケード接続の圧縮 | 51 |
| 4.6 伝送距離 | 52 |
| 4.7 例：周波数とレシーバの品質により制限される伝送距離 | 53 |
| 4.8 レシーバ・レール内のフィルタ | 54 |
| 4.9 歪みパラメータの関係と変換 | 54 |
| 5. GPSフロントエンドの導入 | .55 |

1. RFアプリケーション—基礎編

1.1 周波数スペクトル

無線スペクトラムと波長

各材料の組成は、独自の放射パターンを発生します。これは、放射の「周波数」と「波長」で分類することができます。電磁 (EM) 信号は光速で伝送するため、伝搬波の特性を持っています。



周波数帯域と関連波長の概観:

| 帯域 | 周波数 | 定義 | 波長- pacc. DIN40015 | CCIR帯域 |
|-----|-------------------|------|--------------------|--------|
| VLF | 3kHz ~ 30kHz | 超低周波 | 100km ~ 10km | 4 |
| LF | 30kHz ~ 300kHz | 低周波 | 10km ~ 1km | 5 |
| MF | 300kHz ~ 1650kHz | 中低周波 | 1km ~ 100m | 6 |
| | 1605kHz ~ 4000kHz | 境界波 | | |
| HF | 3MHz ~ 30MHz | 高周波 | 100m ~ 10m | 7 |
| VHF | 30MHz ~ 300MHz | 超短波 | 10m ~ 1m | 8 |
| UHF | 300MHz ~ 3GHz | 極超短波 | 1m ~ 10cm | 9 |
| SHF | 3GHz ~ 30GHz | 極超短波 | 10cm ~ 1cm | 10 |
| EHF | 30GHz ~ 300GHz | 極超短波 | 1cm ~ 1mm | 11 |
| ... | 300GHz ~ 3THz | ... | 1mm ~ 100μm | 12 |

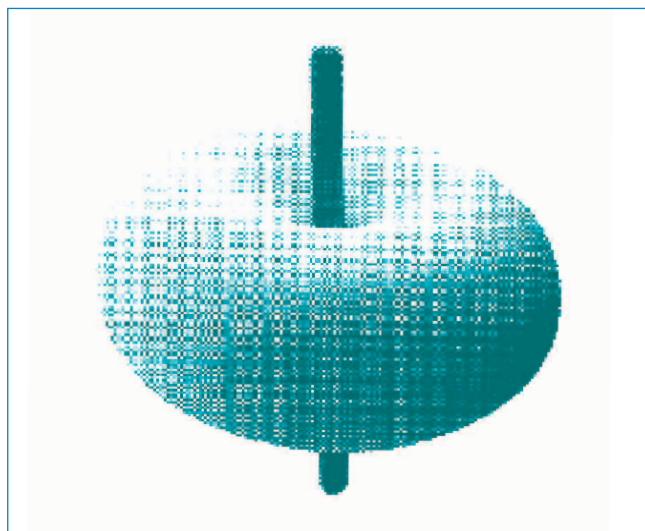
マイクロウェーブのサブバンドに関する文献を調べると、様々な定義があり、その帯域の利用対象について説明が殆どないか、全くない場合もあります。そのため、次表では概要を説明しようとしても、参考資料として機能しないこともあります。

| 出典 | Nührmann | Nührmann | www.werweiss-was.de | www.atcnea.de | Siemens Online Lexicon | Siemens Online Lexicon | ARRL Book No. 3126 | Wikipedia |
|------|---------------|----------|---------------------|---------------|------------------------|------------------------|--------------------|----------------|
| 利用対象 | EEEEレーダー規格521 | 米国軍用帯域 | 衛星アップリンク | プライマリ・レーダー | GHz帯の周波数帯域 | マイクロウェーブ帯域 | ... | 衛星技術とレーダー技術で分割 |
| Band | GHz | GHz | GHz | GHz | GHz | GHz | GHz | GHz |
| A | | | | | | 0,1 - 0,225 | | |
| C | 4 - 8 | | 3,95 - 5,8 | 5 - 6 | 4 - 8 | 4 - 8 | 4 - 8 | 3,95 - 5,8 |
| D | | 1 - 3 | | | | | | |
| E | | 2 - 3 | | | | | 60 - 90 | 60 - 90 |
| F | | 2 - 4 | | | | | 90 - 140 | |
| G | | 4 - 6 | | | | | 140 - 220 | |
| H | | 6 - 8 | | | | | | |
| I | | 8 - 10 | | | | | | |
| J | | 10 - 20 | 5,85 - 8,2 | | | | | 5,85 - 8,2 |
| K | 18 - 27 | 20 - 40 | 18,0 - 26,5 | | 18 - 26,5 | 10,9 - 36 | 18 - 26,5 | 18 - 26,5 |
| Ka | 27 - 40 | | | | 26,5 - 40 | 17 - 31 | 26,5 - 40 | 26,5 - 40 |
| Ku | 12 - 18 | | | ≈16 | 12,6 - 18 | 15,3 - 17,2 | 12,4 - 18 | 12,4 - 18 |
| L | 1 - 3 | 40 - 60 | 1,0 - 2,6 | ≈1,3 | 1 - 2 | 0,39 - 1,55 | 1 - 2 | 1 - 2,6 |
| M | | 60 - 100 | | | | | | |
| mm | 40 - 100 | | | | | | | |
| P | | | 12,4 - 18,0 | | | 0,225 - 0,39 | 110 - 170 | 0,22 - 0,3 |
| R | | | 26,5 - 40,0 | | | | | |
| Q | | | | | | 36 - 46 | 33 - 50 | 33 - 50 |
| S | 3 - 4 | | 2,6 - 3,95 | ≈3 | 2 - 4 | 1,55 - 3,9 | 2 - 4 | 2,6 - 3,95 |
| U | | | 40,0 - 60,0 | | | | 40 - 60 | 40 - 60 |
| V | | | | | | 46 - 56 | 50 - 75 | 50 - 75 |
| W | | | | | | | 75 - 110 | 75 - 110 |
| X | 8 - 12 | | 8,2 - 12,4 | ≈10 | 8 - 12,5 | 6,2 - 10,9 | 8 - 12,4 | 8,2 - 12,4 |

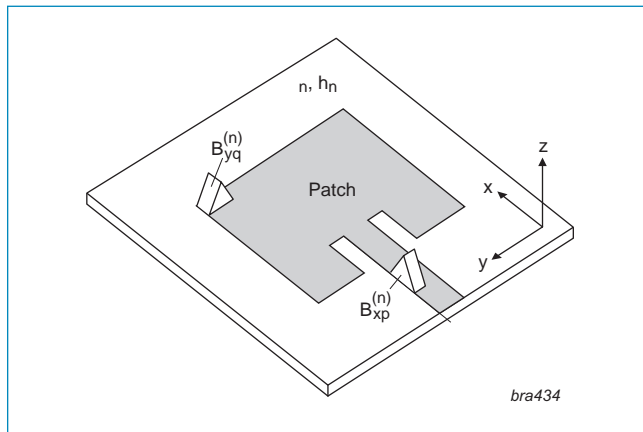
1.2 アンテナの機能

標準的なアプリケーションでは、トランスミッタパワー・アンプのRF出力信号は同軸ケーブルを經由してアンテナが設置されている場所まで伝送されます。一般に、同軸ケーブルは50Ωのインピーダンスを持っています(TV/ラジオは75Ω)。アンテナと無限空間の間隙(エーテル)も、インピーダンス値を持っています。このエーテルは、トランスミッタ・アンテナからレシーバ・アンテナへ伝搬する無線RF波の伝送媒体です。同軸ケーブル端(例えば50Ω)からエーテル(理論上は $Z=120 \pi \Omega=377\Omega$)までの最適なパワー伝送のために、“パワー・マッチング”ユニットが必要となります。このマッチング・ユニットがアンテナです。ケーブルのインピーダンスを空間のインピーダンスにマッチングさせます。周波数と特定のアプリケーション・ニーズに応じて、多くのアンテナ構成と構成バリエーションが存在します。最も簡単なものは等方向性ポール・ラジエータであり、数学的な基準として使われる理論モデルです。

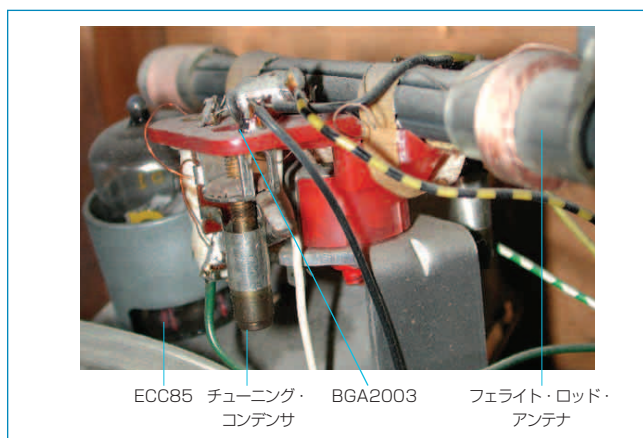
次に簡単な構成で広く実用化されているアンテナはダイポールであり、ダイポール・ラジエータとも呼ばれています。2軸方向に配置された棒(ラジエータ)から構成されています。ラジエータを1本削除すると、右図に示す“垂直モノポール”アンテナになります。垂直モノポールは、放射エレメントを中心とする“ドーナツ型”の電界を持っています。



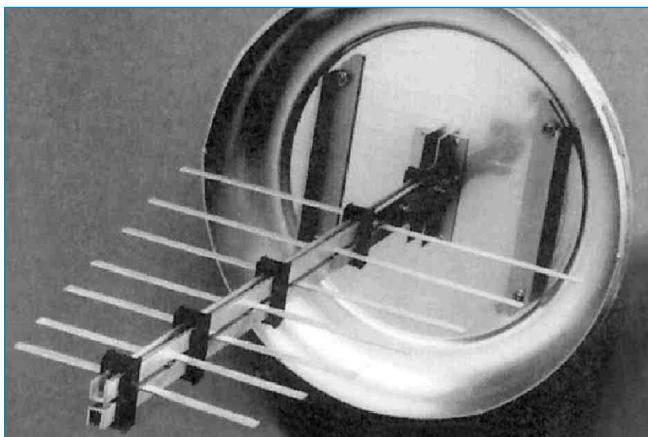
回路集積度の高度化とコスト削減はアンテナ・デザインにも影響します。プリント回路ボード(PCB)に構成されたストリップラインのEM電界放射に基づいて、「パッチアンテナ」と呼ばれるPCBアンテナ構造が開発されました(図参照)。エポキシ誘電体の代わりにセラミックを使って、機械的寸法が小型化されています。



LF-MF-HFアプリケーション範囲で、フェライト・ロッド・アンテナが広く採用されています。これらのアンテナは磁界をフェライト・コア内に圧縮し、RF磁界のアンブのような働きをします。コイルは変成器のように信号を取込みます。イメージ除去やチャンネル選択用のプリセクションLCタンクの一部になっています。図に示したチューナは、Nordmende Elektra真空管ラジオ(少なくとも40年前のもので今でも動作しています)のもので、寸法を比較するため、Monolithic microwave ICをハンダ・ポイントの前に置いています。



BGA2003

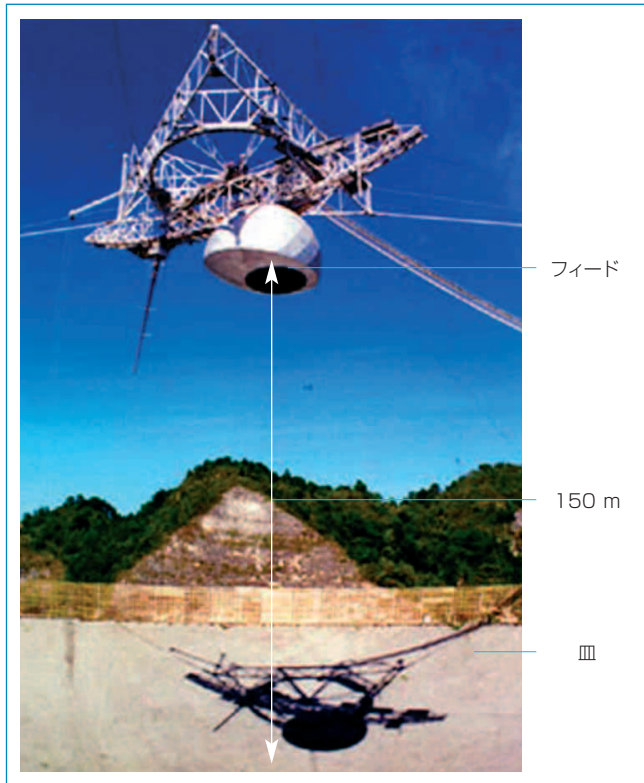


406~512 MHz用の対数間隔アンテナ



UHF広帯域ディスクコーン・アンテナ

プエルトリコにあるArecibo天文台は、直径305m、深さ51mの皿型アンテナを持つ電波望遠鏡です。2次リフレクタとレシーバは、900トンのプラットフォーム上に配置され、皿の上部137m上空に吊るしてあります。これがSETI@homeプロジェクトに使われているLバンド・マイクロ波アンテナと50 MHz~10 GHzアンテナの入力ポイントです。レシーバは低ノイズ動作のために液体ヘリウムで50 Kに冷却され、多分地球外知的生命から長距離伝送された弱い信号を受信します。この天文台は、平衡型クライストロン・アンプ(2.5 kWの出力ピーク電力; 120 kV / 4.4 Aの電源)を採用したトランスミッタを使って受信信号に応答することができます。



プエルトリコのArecibo天文台

1.3 トランジスタ半導体プロセス

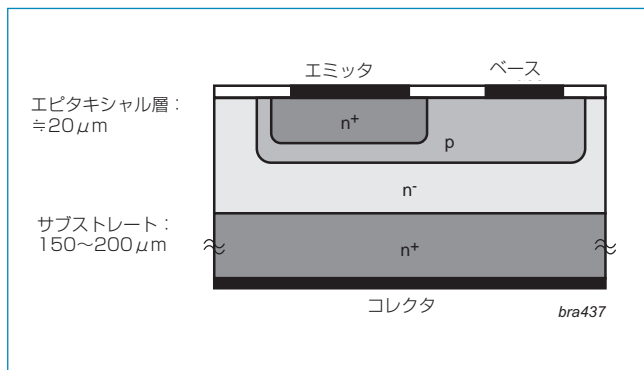
1.3.1 汎用小信号バイポーラ

トランジスタは、次の3種類の層から構成されています。

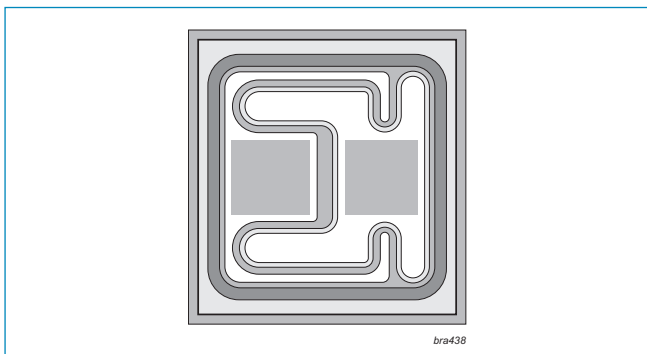
- ・高濃度でドーブエミッタ層
- ・中濃度でドーブベース領域
- ・低濃度でドーブコレクタ領域。

高ドーブサブストレートは、キャリアおよび導体としてのみ機能します。

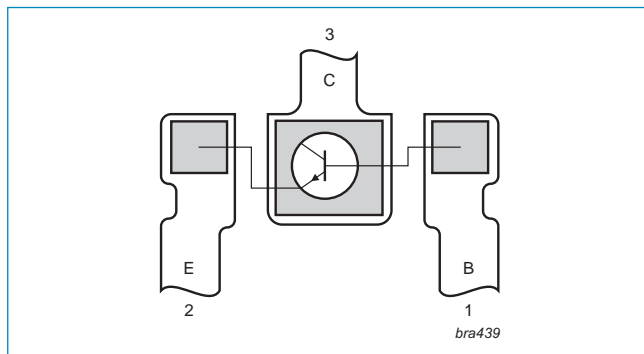
組立てプロセスで、トランジスタ・チップは接着剤または共融ハンダでリードフレームに接着されます。エミッタ・コンタクトとベース・コンタクトは、例えば超音波溶接プロセスを使ったボンディング・ワイヤー(例えば、金、アルミニウムなど)によりリードフレーム(リード)に接続されます。



NPNトランジスタの断面図



BC337、BC817のダイ



SOT23標準リードフレーム

1.3.2 ダブル・ポリシリコン

モバイル通信マーケットとさらに高い周波数の使用は、RF広帯域トランジスタ、アンプ・モジュール、MMICの低電圧/高性能に対する需要が存在することを意味します。この需要を満たすため、フィリップスは優れた性能を達成するダブル・ポリシリコン・プロセスを開発しました。この「ダブルポリ」拡散プロセスは、既存バイポーラ技術より大幅に優れた高度なトランジスタ技術を使っています。

ダブルポリSi RFプロセスの利点

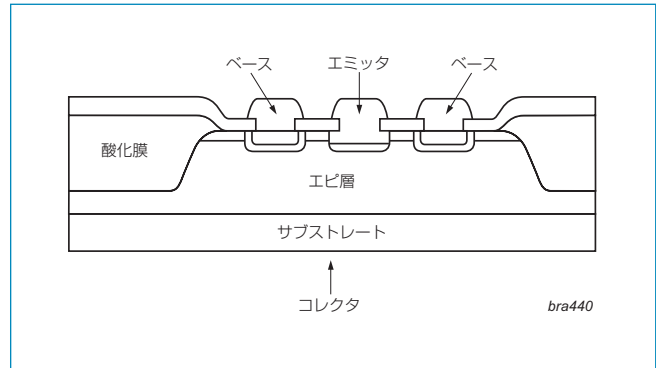
- ・高周波数化(>23GHz)
- ・高い電力ゲインGmax、例えば22dB/2GHz
- ・低ノイズ動作
- ・高いリバース・アイソレーション
- ・簡単なマッチング
- ・小さい消費電流
- ・低電源電圧向けに最適化
- ・高い効率
- ・高い直線性
- ・優れた放熱
- ・MMIC向けの高集積度(SSI= Small-Scale-Integration)

アプリケーション

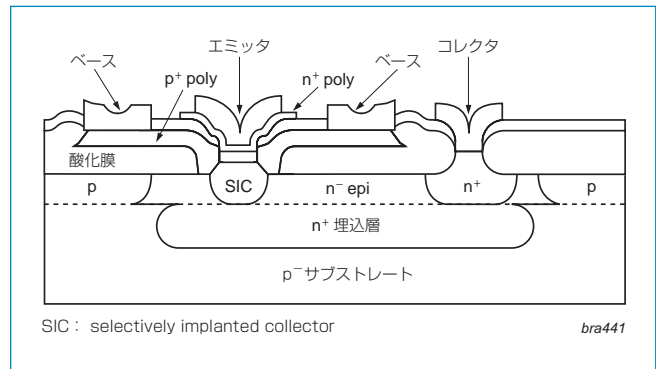
携帯電話マーケットおよびコードレス電話マーケット(1.8 GHz以上で動作するローノイズ・アンプ、ミキサー回路、パワー・アンプ回路)、高性能RFフロントエンド、ペイジャー、衛星TVチューナ。

ダブルポリSiで製造される代表的な製品：

- ・MMICファミリ：BGA20xy、BGA27xy
- ・第6世代広帯域トランジスタ：BFG403W/410W/425W/480W
- ・RFパワー・アンプ・モジュール：BGY240S/241/212/280



既存のアドバンスド・バイポーラ・トランジスタ



ダブルポリでは、1層のポリシリコン層を使ってエミッタの拡散と接続を行います。もう1層のポリシリコン層を使ってベース領域の接続を行います。埋込層を使って、コレクタがチップの上部に取出されます。標準トランジスタの場合と同様に、コレクタは裏面サブストレートを使って接続され、リードフレームに取り付けられます。

2. RFデザインの基礎

2.1 RFの基礎

2.1.1 RF波

RF電磁(EM)信号は、池に石を落とした時の波のように外側に向かって伝搬します。EM波は、特に光信号にあてはまる法則に従います。外部から影響されない均一な真空では、EM波は速度 $C_0=299792458$ m/sで伝搬します。サブストレート、配線、または非空気の誘電体材料内部を伝搬する波は、比誘電率の平方根に比例して速度が低下する伝搬パスに置かれます。

$$v = \frac{C_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad \epsilon_{\text{reff}} \text{はサブストレートの比誘電率。}$$

'v'を使うと、波長は次のように計算できます：

$$\lambda = \frac{v}{f}$$

例1： FR4エポキシ材料と集積回路の金属-誘電体-半導体コンデンサを使って製造されたプリント回路ボード(PCB)内の電磁波の速度を計算します。

計算： 金属-誘電体-半導体コンデンサでは、誘電体材料としては、二酸化ケイ素(SiO₂)または窒化ケイ素(Si₃N₄)を使うことができます。

$$v = \frac{C_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} = \frac{299792458 \text{ m/s}}{\sqrt{4.6}} = 139.78 \cdot 10^6 \text{ m/s}$$

| | | | | |
|--------------------------------|---|--|---|---|
| FR4 | ⇒ | $\epsilon_{\text{reff}} = 4.6$ | ⇒ | $v = 139.8 \cdot 10^6 \text{ m/s}$ |
| SiO ₂ | ⇒ | $\epsilon_{\text{reff}} = 2.7 \text{ to } 4.2$ | ⇒ | $v = 182.4 \cdot 10^6 \text{ m/s to } 139.8 \cdot 10^6 \text{ m/s}$ |
| Si ₃ N ₄ | ⇒ | $\epsilon_{\text{reff}} = 3.5 \text{ to } 9$ | ⇒ | $v = 160.4 \cdot 10^6 \text{ m/s to } 99.9 \cdot 10^6 \text{ m/s}$ |

例2： 商用SWラジオ放送プログラムから送信される6030 kHzの波長(49mバンドのSWR3)とFR4 PCB内の波長を求めます。

計算： 空気の ϵ_{reff} は真空のそれに近い⇒ $\epsilon_{\text{reff}} \approx 1 \rightarrow v = C_0$

$$\text{空気中の波長：} \quad \lambda_{\text{air}} = \frac{C_0}{f} = \frac{299792458 \text{ m/s}}{6030 \text{ KHz}} = 49.72 \text{ m}$$

例1から、FR4の比誘電率 $\epsilon_{\text{reff}} = 4.6$ を使うと、 $v = 139.8 \cdot 10^6 \text{ m/s}$ となり、PCB内の波長は $\lambda_{\text{FR4}} = 23.18$ mと計算されます。

ソースから伝搬媒体(エーテル、サブストレート、誘電体、線、マイクロストリップ、導波管、その他の媒体)に送信(または注入)された前方伝搬波は、媒体の反対側にある負荷まで伝搬します。2種類の誘電体材料の接合点で、前方伝搬波の一部はソースへ向かって反射されます。残りの部分が負荷に向かって伝搬します。

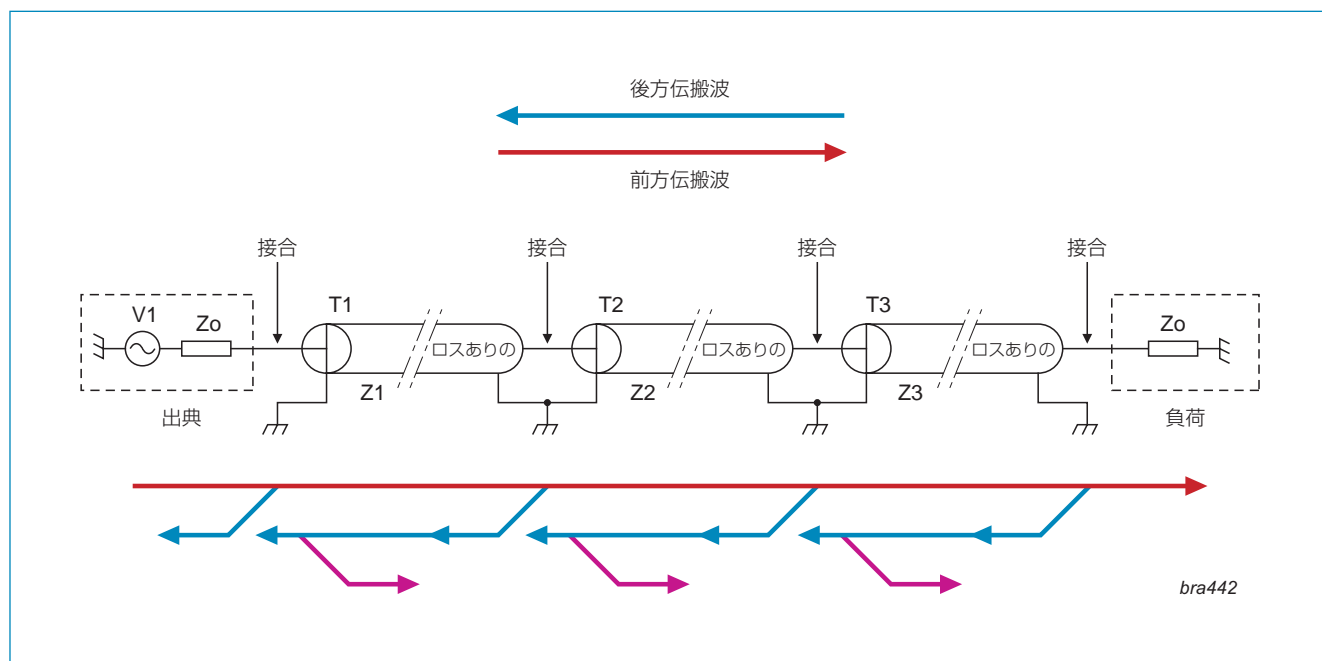
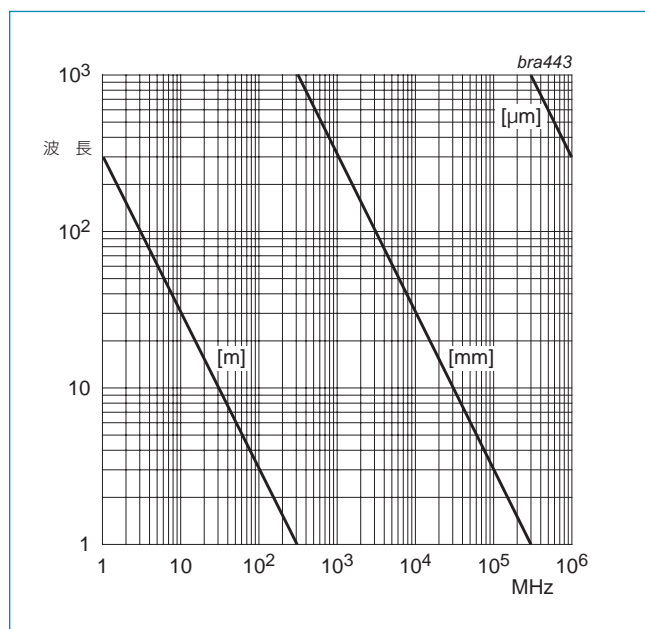


図6：異なるインピーダンス $Z1 \sim Z3$ を持つライン間での多重反射

図6で、前方伝搬波(赤)の反射は、異なるインピーダンス値($Z1$ 、 $Z2$ 、 $Z3$)を持つ材料で発生します。反射波(緑)は再度反射されて前方伝搬波になり負荷の方向へ向かいます(図6では青)。異なる誘電体媒体間で最適マッチングする場合は、信号反射が発生しないため、最大の電力が送られます。異なるインピーダンスを持つラインの接合、またはラインの不連続で発生する反射量は、**反射係数**により求められます。これは次の章で説明します。



例：周波数(ISM433)と線(青)との交点から波長(70cm)を読みます。

2.1.2 反射係数

前述のように、前方伝搬波はライン・インピーダンスの不連続または不整合を持つ接合点で一部反射されます。前方伝搬波の一部(負荷に到着)のみが吸収されて負荷で処理されます。誘電体媒体内では伝搬波の速度は周波数に依存するため、波が自由空間を伝搬した場合に比べて、負荷ポイントへの波の到着に遅延が発生します(位相シフト)。数学的には、この挙動は複素ガウス空間内のベクトルを使ってモデル化されます。伝搬媒体(または配線)の各位置で、異なる振幅と位相遅延を持つ波面がヘテロダイン処理されます。その結果による、配線に沿った波のエネルギー包絡線は、最大値と最小値を持つリップルとして見えます。最大値間の位相差は、最小値間の位相差と同じ値を持ちます。この距離は半波長、すなわち $\lambda/2$ と呼ばれます(180° の正規化位相シフトとも呼ばれます)。

例： 不整合端を持つラインがソースから駆動されると、定在波が発生します。これらは、ラインに沿った定まった位置で最小信号振幅と最大信号振幅を持ちます。FR4を採用したサブストレート上のプリント回路内で処理されるBluetooth信号の各ワーストケース電圧ポイント間の大凡の距離を求めます。

計算： FR4内の速度を $v = 139.8 \cdot 106 \text{m/s}$ とします。

$$\text{波長： } \lambda_{air} = \frac{v_{FR4}}{f_{BT}} = \frac{139.78 \cdot 10^6 \text{ m/s}}{2.4 \text{ GHz}} = 58.24 \text{ mm}$$

- ・ 最小点では最小電圧と最大電流を持ちます。
- ・ 最大点では最大電圧と最小電流を持ちます。
- ・ 最小と最大の電圧(または電流)点の間の距離は $1/4$ です。

反射係数は、後方伝搬電圧波と前方伝搬電圧波との比により次のように定義されます。

$$\text{反射係数： } r_{(x)} = \frac{U_{b(x)}}{U_{f(x)}}$$

$$\text{反射損失またはリターン損失： } r_{dB} = 20 \text{ dB} \cdot \log|r_{(x)}| = 20 \text{ dB} \{ \log|U_{b(x)}| - \log|U_{f(x)}| \}$$

インデックス(x)は、ラインに沿った異なる反射係数を表します。これはラインに沿った定在波の分布から発生します。

リターン損失(dB)は、前方伝搬波に比べた、反射される波の大きさを表します。

50Ω RFデバイスの入力反射性能は、電圧定在波比(VSWRまたは単にSWR)によって指定されることがあります。

$$\text{VSWR： } s = \text{SWR} = \text{VSWR} = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} \quad \text{マッチング係数： } m = \frac{1}{s}$$

VSWRの代表的な値：

開放または短絡したラインで発生する100%の不整合： $r = 1$ およびVSWR = ∞

最適(理論)整合ライン： $r = 0$ およびVSWR = ∞

すべての実用的状況では、「r」は $0 < r < 1$ (および $1 < \text{VSWR} < \infty$) の条件で変化します。

反射係数の計算：

$$r = |r_{(x)}| = \frac{SWR - 1}{SWR + 1}$$

数学的操作により $r = \frac{\frac{U_{\max}}{U_{\min}} - 1}{\frac{U_{\max}}{U_{\min}} + 1}$ は $r = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}}$ になります。

あるインピーダンス(例えば負荷)の反射係数は $r = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0}$ になります。

Z_0 = 公称システム・インピーダンス(50Ω, 75Ω)の場合、

前述のように、定在波により配線に沿って電圧と電流の異なる振幅が発生します。

これら2つのパラメータの比は、各位置(x)でインピーダンス $Z_{(x)} = \frac{V_{(x)}}{I_{(x)}}$ になります。これは、長さ(L)のラインと配線端(x=L)での

不整合負荷Z(x=L)が、ソース位置(x=0)で配線長に依存する次のインピーダンスを示すことを意味します。

$$Z_{(x=0)} = \frac{V_{(x=0)}}{I_{(x=0)}}$$

例： マイクロ波デザインで使用できる幾つかの特別なケース(トリック)が存在します。

$\ell = \frac{\lambda}{4}$ の長さでインピーダンスZLを持つ配線は1/4波長変成器になることが数学的に示されます。

$$\ell = \frac{\lambda}{4} \text{ インピーダンス変成器 : } Z_{(x=\ell)} = \frac{Z_L^2}{Z_{(x=0)}}$$

これは、SPDT (単極、双投形) ベースのPINダイオード・スイッチあるいはDCバイアス回路で使用できます。それはRFショート (大型コンデンサー) は、抵抗dcパス (理想条件で) をもつ無限インピーダンスに変換されるからです。

図6に示すように、さらにRF伝搬波の基礎理論で示されるように、マッチング、反射、個々の配線性能は、配線に沿ったインピーダンス変換に起因してベンチでの測定結果に影響を与えます。この制約のため、各測定のセットアップは高精度な基準を使ってキャリブレーションする必要があります。

RFキャリブレーション基準の例：

- 開放 -通過
- 短絡 -負荷スライディング
- 整合

セットアップ・キャリブレーション・ツールを使うと、偶発的な配線変換、コネクタの外れ、同様な測定侵入問題をなくすることができます。これにより、被テスト・デバイス(DUT)の測定パラメータが機械的なベンチ・セットアップ構成から影響を受けることが防止できます。

- 例： a) データシートの特性に基づいて2GHz用BGA2711 MMIC広帯域アンプの入力VSWRを求める
 b) 理論的にこのVSWRを発生させることができる抵抗インピーダンスの種類を決定する
 c) 50Ω同軸ケーブルのλ/4距離で測定した入力リターン損失を求める
- 計算： 2GHzでのBGA2711： $r_{IN} = 10\text{dB}$

$$r = \frac{SWR - 1}{SWR + 1} \Rightarrow r \cdot SWR + r = SWR - 1, \quad SWR = \frac{1+r}{1-r}$$

$$r = 10^{\frac{-r_{dB}}{20}} = 10^{\frac{-10}{20}} = 0.3162 \Rightarrow SWR_{IN} = \frac{1+0.3162}{1-0.3162} = 1.92 \quad r = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \Rightarrow$$

$$Z - r \cdot Z = r \cdot Z_0 + Z_0 \Rightarrow Z = Z_0 \frac{1+r}{1-r}$$

Comparison: $Z = Z_0 \frac{1+r}{1-r}$ & $SWR = \frac{1+r}{1-r} \Rightarrow Z = Z_0 \cdot SWR$

(r)の振幅は知っていますが、角度は知りません。定義から、 $VSWR > 1$ 。
 これから、次の2つの可能な解が得られます：

$$SWR_1 = \frac{Z_{max}}{Z_0} \quad \text{and} \quad SWR_2 = \frac{Z_0}{Z_{min}} \quad Z_{max} = 1.92 * 50\Omega = 96.25\Omega; \quad Z_{min} = 50\Omega / 1.92 = 25.97\Omega$$

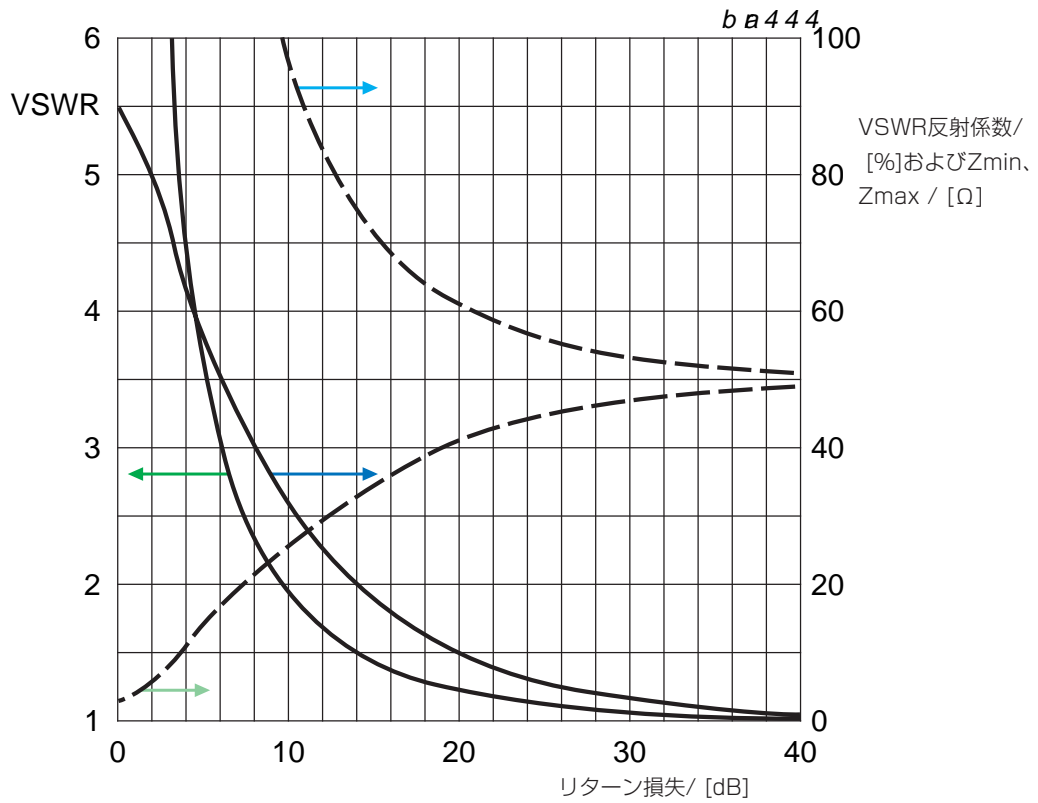
$$r \text{は次のように計算できます：} \quad |r| = \left| \frac{96.25 - 50}{96.25 + 50} \right| = \left| \frac{25.96 - 50}{25.96 + 50} \right| = 0.316$$

λ/4変成器はデバイスのインピーダンスを次のように変換します：

$$Z_{IN1} = 96.25\Omega \Rightarrow Z_{Ende} = \frac{Z_0^2}{Z_{IN}} = \frac{50\Omega^2}{96.25\Omega} = 25.97\Omega \quad \text{および} \quad Z_{IN2} = 25.97\Omega \Rightarrow 96.25\Omega$$

結果： 2GHzで、BGA2711は10dBの入力リターン損失すなわちVSWR=1.92を持ちます。この反射は、96.25Ωまたは25.97Ωのインピーダンスで発生することができます。もちろん、L値とC値の全組合せを考慮すると、無限の結果が可能です。
 このインピーダンスを非50Ωケーブルを使って2GHzで測定すると、 $Z_{in1} = 96.25\Omega$ が25.97Ωとして、2つ目の解 $Z_{in2} = 25.97\Omega$ は96.25Ωとしてそれぞれ現れるため、λ/4距離で極めて大きな誤差が発生します。

上の例で説明したように、VSWR（またはリターン損失）は直ちに、計算しないでデバイスの入力マッチングの品質を示しますが、実(ベクトル)性能(喪失または位相情報)について知ることはできません。RFアンプの詳細な数学的回路解析は、デバイスの入力インピーダンス対出力負荷(S12問題)に依存します。出力デバイスのインピーダンスは、アンプを駆動するソースのインピーダンスに依存します(S21問題)。この相互依存のため、線形小信号回路でのSパラメータの使用は、信頼性の高い正確な結果を提供します。このパラメータ理論は、次の章で説明します。



例：注目するリターン損失(10dB)を選択します。濃い緑の線を横切ってVSWR (≈ 1.9)を、濃い青の線を横切って反射係数($r \approx 0.32$)を、それぞれ見つけることができます。点線の淡い緑の線($Z_{\max} \approx 96\Omega$)または淡い青の線($Z_{\min} \approx 26\Omega$)を横切って2つの(100%抵抗)不整合が存在します。詳細については、前掲の代数的なアプリケーション例を参照してください。

2.1.3 理論的受動デバイスと実用的受動デバイスとの違い

実用的デバイスは、非常に高い周波数でいわゆる寄生要素を持ちます。

抵抗 誘導性寄生動作を持ち、ローパス・フィルタのように機能します。

インダクタ 容量性と抵抗性の寄生を持ち、ある自己共振を持つ制動付き並列共振タンク回路のように機能します。

コンデンサ 誘導性と抵抗性の寄生を持ち、直列共振周波数(SRF)を持つ制動付きタンク回路のように機能します。

インダクタの寄生リアクタンスとコンデンサの寄生リアクタンスにより、自己共振が発生します。

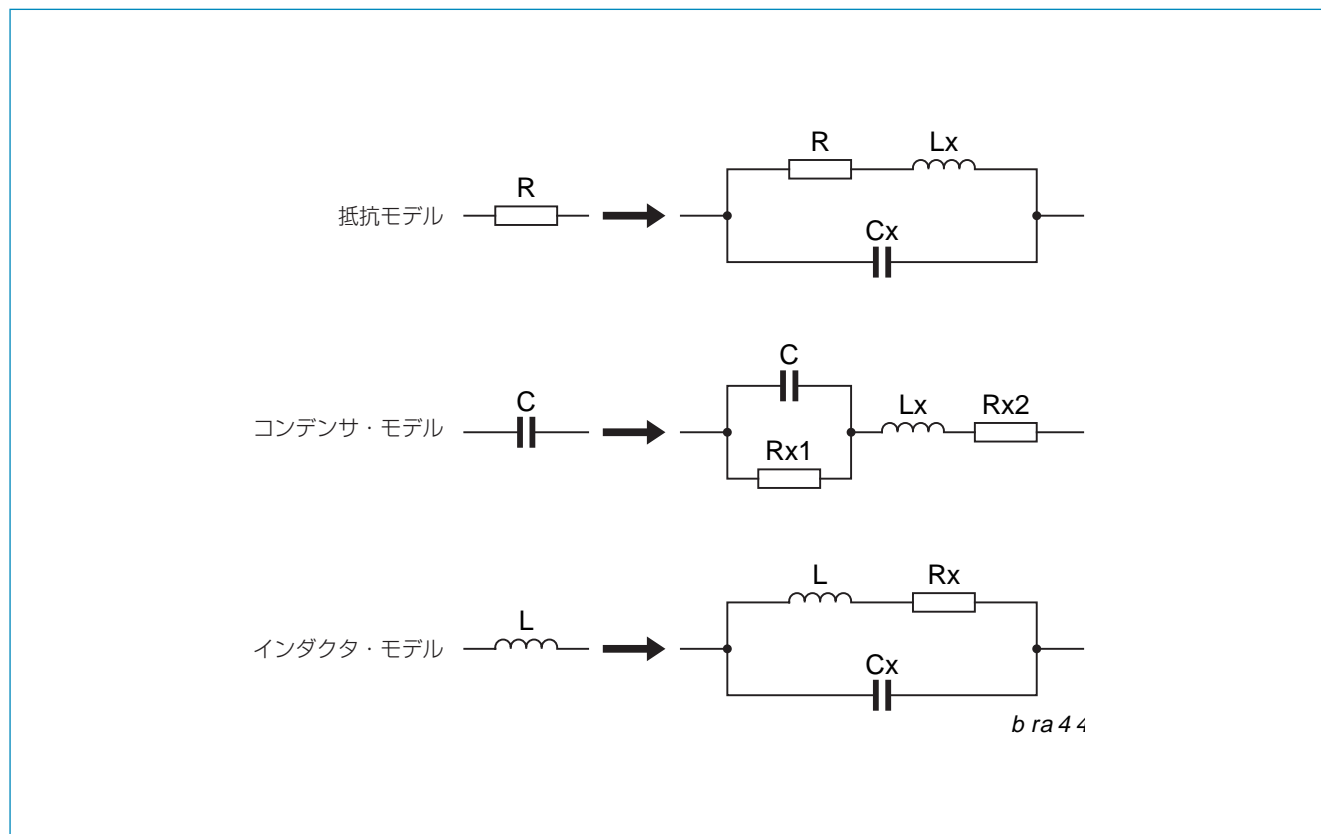


図7 受動集中要素の等価モデル

SRFの上側で受動部品を使うことは可能ですが、厳しい検証が必要です。SRFより上側でコンデンサは、DC阻止機能を持つインダクタのようになります。

2.1.4 スミス・チャート

前の章の例で示したように、半導体のインピーダンスは、位相遅延と寄生によって発生する抵抗部分とリアクタンス部分の組み合わせになります。RFインピーダンスは、ベクトル代数式を使って周波数領域で次のように解析されます。

| 対象 | ➡ | 文字 | ➡ | 周波数領域 |
|-------|---|----|---|---|
| 抵抗 | ➡ | R | ➡ | $R = R \cdot e^{+j0^\circ}$ |
| インダクタ | ➡ | L | ➡ | $X_L = +j\omega \cdot L = \omega \cdot L \cdot e^{+j90^\circ}$ |
| コンデンサ | ➡ | C | ➡ | $X_C = -j \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{1}{\omega \cdot C} \cdot e^{-j90^\circ}$ |
| 周波数 | ➡ | f | ➡ | $\omega = 2\pi \cdot f$ |
| 単位複素数 | ➡ | j | ➡ | $+j = \sqrt{-1} = \frac{1}{-j} = e^{+j90^\circ}$ |

RF解析で便利な幾つかの基本ベクトル代数を次に示します。

複素インピーダンス：
$$Z = \text{Re}\{Z\} + j \text{Im}\{Z\} = |Z| \cdot e^{j\phi} = |Z| \cdot (\cos\phi - j \sin\phi)$$

$$\text{Im}\{Z\} = |Z| \sin\phi ; \text{Re}\{Z\} = |Z| \cos\phi ;$$

$$\tan\phi = \frac{\sin\phi}{\cos\phi} \quad \rightarrow \quad \tan\phi = \frac{\text{Im}\{Z\}}{\text{Re}\{Z\}} \quad \text{ここで } \phi = \omega \cdot t$$

角度の使用 → 極座標表示
和の使用 → 直交(長方形)座標表示

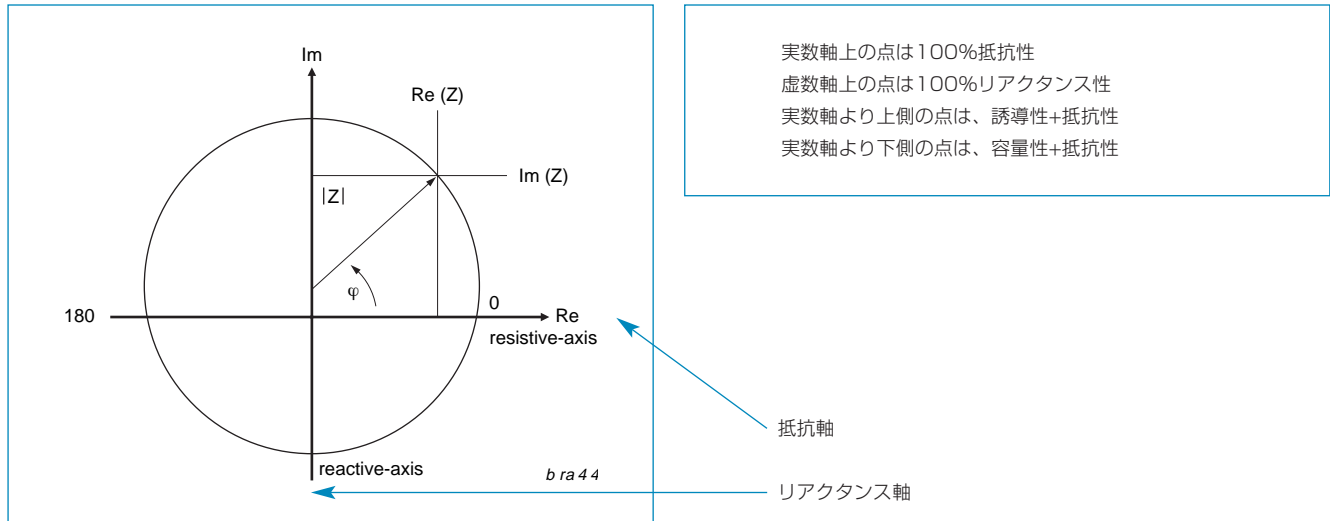
同じルールは他の問題にも使われます。

例えば、複素反射係数：
$$r = |r| \cdot e^{j\phi} = \frac{|U_b| \cdot e^{j\phi_b}}{|U_f| \cdot e^{j\phi_f}} = \frac{|U_b|}{|U_f|} \cdot e^{j(\phi_b - \phi_f)}$$

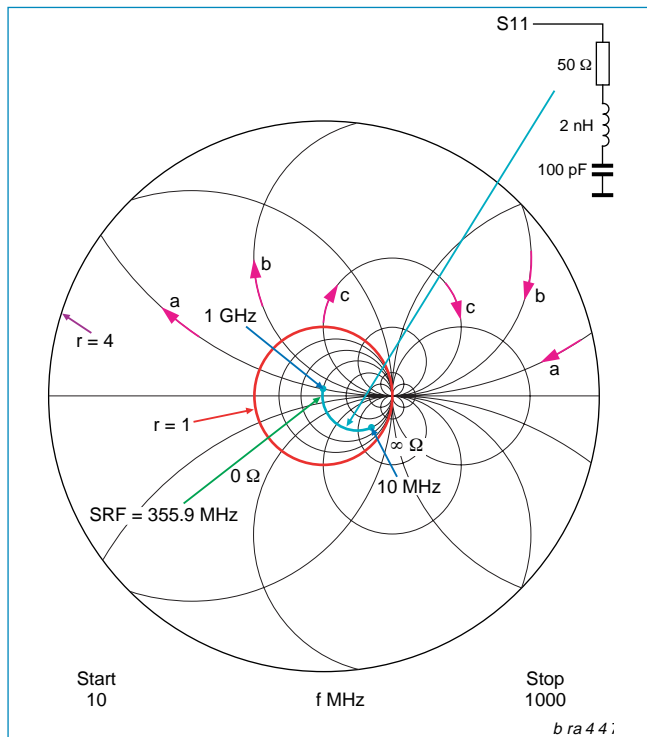
特別なケース：

- 抵抗性不整合： $\varphi_{(R)} = 0^\circ$ 反射係数： $\varphi_{(r)} = 0^\circ$
- 誘導性不整合： $\varphi_{(L)} = +90^\circ$ 反射係数： $\varphi_{(r)} = +90^\circ$
- 容量性不整合： $\varphi_{(C)} = -90^\circ$ 反射係数： $\varphi_{(r)} = -90^\circ$

ガウス平面(極座標)を使うと、長方形2次元ベクトルを図示することができます。



アプリケーションでは、RF設計者は50Ωの抵抗性インピーダンス付近を維持しようとしします。極座標の原点は0Ωです。RF回路では、比較的大きいインピーダンスが発生しますが、最大電力伝送のため特別な回路デザインにより50Ω付近に維持しようとしします。実用的には、非常に低いインピーダンスと非常に高いインピーダンスは正確に知る必要はありません。紙面サイズの制約のため、極座標では大きなインピーダンスと50Ω領域を同時に許容精度で表示することはできません。



ベル研究所の技術者であるPhillip Smith氏はこの事実を使って、1930年代にいわゆるスミス・チャートを開発しました。チャートの原点は50Ωです。実数軸の左と右の抵抗値は0Ωと∞Ωで終わります。リアクタンス性の虚数軸は100%リアクタンス性(LまたはC)で終わります。50Ω原点近くでは分解能は高くなります。チャートの中心から離れると、分解能は低下します。チャートの中心からさらに離れると、分解能/誤差が増加します。標準スミス・チャートのみが正抵抗を表示し、単位円を持っていて(r=1)。不安定性(例えば発振)により発生する負抵抗は、単位円の外側に表示されます。この非線形スケールの図では、実数軸の無限点は、「理論的」にスミス・チャートのゼロ点にたたみ込まれています。数学的には、これがスミス・チャートの単位円(r=1)を構成していることが示されます。この円上の点は反射係数= 1 (100%不整合)を表します。抵抗と任意の正のL/Cとの組み合わせは、スミス・チャートの単位円の内側で極座標表示の反射係数によって数学的に表わされます。スミス・チャートはリニア・スケールの極座標を変換したものであるため、極座標の法則を100%使うことができます。カーテシアン表示則は、非線形スケールリングのために変更されています。

特別なケース：

- ・水平軸の下側の点は、容量性成分を持つインピーダンス ($180^\circ < \psi < 360^\circ$).
- ・水平軸(縦座標)上の点は100%抵抗性を表します ($\psi = 0^\circ$)
- ・垂直軸(横座標)上の点は100%リアクタンス性を表します ($\psi = 90^\circ$)

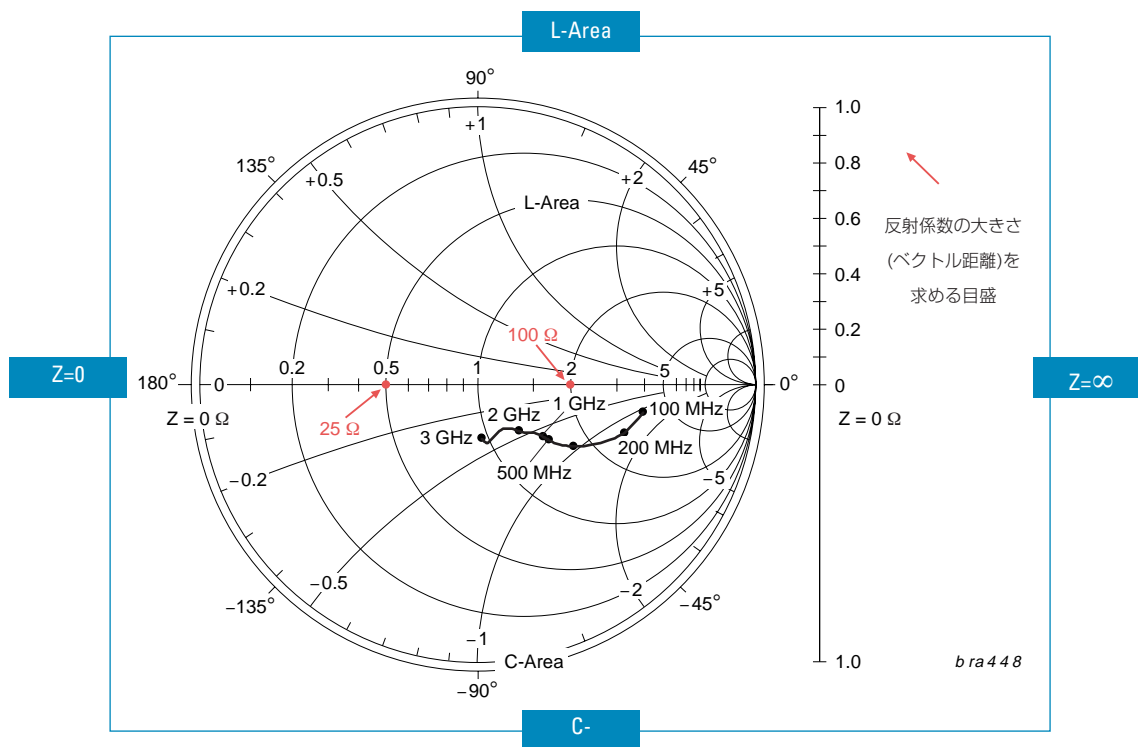


図8：BGA2003出力のスミス・チャート(S₂₂)

ゼロに対する特別なケースと無限大インピーダンスが示してあります(上記)。円の上半分は誘導性領域で、円の下半分は容量性領域です。原点は50Ωのシステム基準(Z₀)です。柔軟にするため、チャートに記載してある数値はZ₀で正規化されています。

インピーダンスの正規化手順：

$$Z_{norm} = \frac{Z_x}{Z_o} \quad Z_o = Z_0 = \text{システム基準インピーダンス(例えば50}\Omega, 75\Omega)$$

例： 100Ωと50Ωの抵抗をBGA2003の出カスミス・チャートの上部にプロットします。

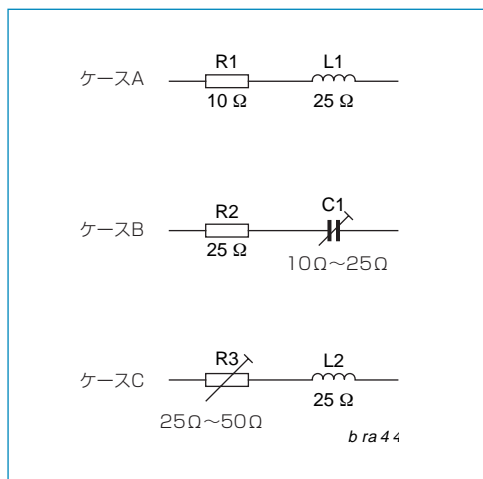
計算： $Z_{norm1} = 100\Omega / 50\Omega = 2$; $Z_{norm2} = 25\Omega / 50\Omega = 0.5$

結果： 100Ωの抵抗は、水平軸上の2の位置の点として表されます。

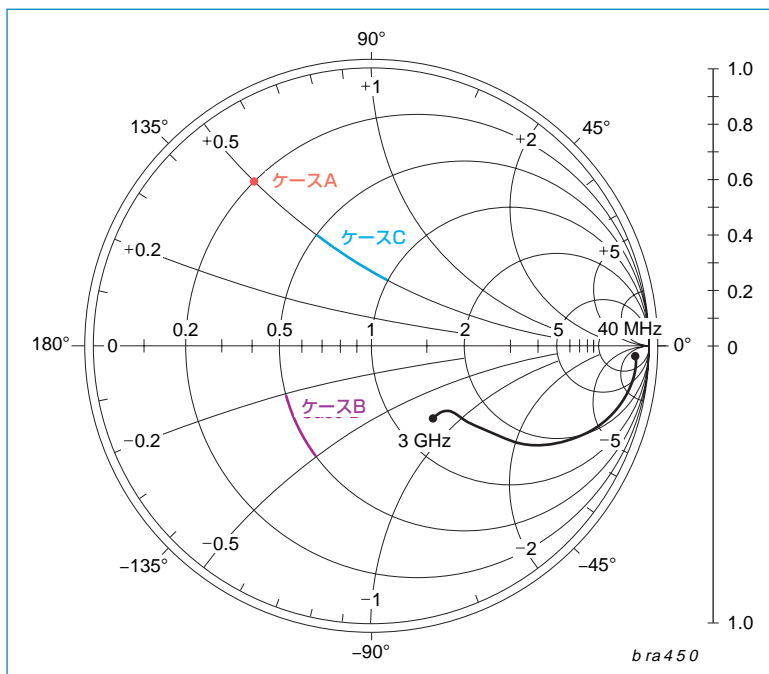
25Ωの抵抗は、水平軸上の0.5の位置の点として表されます。

例1： 次の3つの回路で、コンデンサとインダクタは、100MHzのデザイン周波数でのリアクタンスの大きさによって規定されます。部品値を求めます。BFG425Wの出力(S₂₂)スミス・チャートにこれらのインピーダンスをプロットします。

回路：



結果：



計算： ケースA (固定抵抗)

回路から $\rightarrow Z_A = 10\Omega + j25\Omega$;

$$L_1 = \frac{25\Omega}{2\pi \cdot 100\text{MHz}} = 39.8\text{nH} \quad Z_{(A)\text{norm}} = Z_A/50\Omega = 0.2 + j0.5 \rightarrow \text{スミス・チャートに記入}$$

Basics:

$$C = \frac{1}{\omega \cdot X_C}$$

$$L = \frac{X_L}{\omega}$$

$$\omega = 2\pi \cdot f$$

ケースB (固定抵抗と可変リアクタンス-可変コンデンサ)

回路から $\rightarrow Z_B = 10\Omega + j(10 \text{ to } 25)\Omega$

$$C_B = \frac{1}{2\pi \cdot 100\text{MHz} \cdot (10 \text{ to } 25)\Omega} = 63.7\text{pF to } 159.2\text{pF} \quad Z_{(B)\text{norm}} = Z_B/50\Omega = 0.5 - j(0.2 \text{ to } 0.5) \rightarrow \text{スミス・チャートに記入}$$

ケースC (固定抵抗と可変リアクタンス-可変インダクタ)

回路から $\rightarrow Z_C = (25\Omega \text{ to } 50)\Omega + j25\Omega$

$$L_C = \frac{(25 \text{ to } 50)\Omega}{2\pi \cdot 100\text{MHz}} = 39.8\text{nH to } 79.6\text{nH} \quad Z_{(C)\text{norm}} = Z_C/50\Omega = (0.5 \text{ to } 1) + j0.5 \rightarrow \text{スミス・チャートに記入}$$

例2： 3GHzでのBFG425Wの出力反射係数(S22)をデータシートから求めます。出力リターン損失と出力インピーダンスを求めます。インピーダンスのリアクタンス性成分を補償します。

計算： 極座標表示のベクトル反射係数を使うと、分解能を改善してスミス・チャート内のデータを読むことができます。

- 手順： 1) チャート原点から3GHzまでのスカラー長を読みます(ベクトル距離)。
 2) チャートの右側に数値0~1の目盛が表示してあります。これを使って、スケールされた等価スカラー長 $|r| = 0.34$ を読みます。
 3) 角度 $\angle(r) = \varphi = -50^\circ$ を測ります。反射係数をベクトル極座標表示で書込みます。

$$r = 0.34e^{-j50^\circ}$$

インピーダンスを正規化します：
$$\frac{Z}{Z_0} = \frac{1+r}{1-r} = 1.513e^{-j30.5^\circ}$$

50Ωのベンチ・テストセットアップでトランジスタがキャラクターライゼーションされているため $Z_0 = 50\Omega$

インピーダンス：
$$Z_{22} = 75.64\Omega e^{-j30.5^\circ} = (65.2 - j38.4)\Omega$$

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 3\text{GHz} \cdot 38.4\Omega} = 1.38\text{pF}$$

BFG425Wの出力は、 65.2Ω と 1.38pF 直列容量の等価回路を持っています。

未補償の出力リターン損失： $RL_{\text{OUT}} = -20\log(|r|) = 9.36\text{dB}$ より $V\text{SWR}_{\text{OUT}} = 2$

インピーダンスのリアクタンス性成分を補償するため、リアクタンスの共役複素数を使います：

$$X_{\text{con}} = -\text{Im}\{Z\} = -(-j38.4\Omega) = +j38.4\Omega \text{ から}$$

$$L = \frac{38.4\Omega}{2\pi \cdot 3\text{GHz}} = 2\text{nH}$$

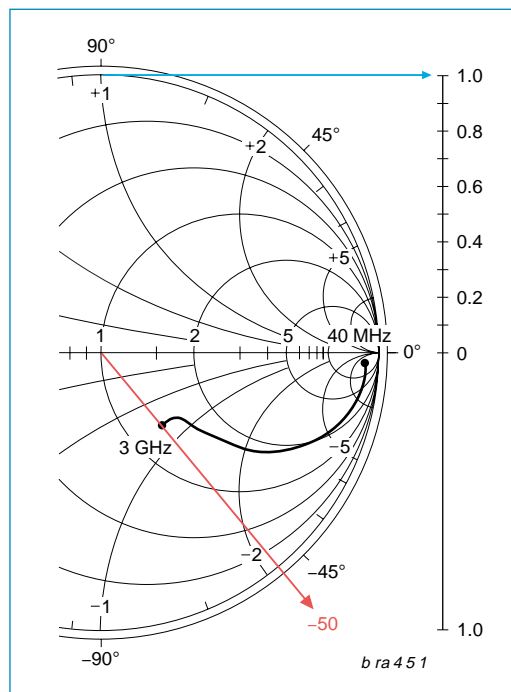
2nH の直列インダクタにより容量性リアクタンスを補償します。新しい入力反射係数は次のように計算されます：

$$r = \frac{65.2\Omega - 50\Omega}{65.2\Omega + 50\Omega} = 0.132$$

補償済み出力リターン損失：

$$RL_{\text{OUT}} = -20\log(0.132) = 17.6\text{dB} \text{ から } V\text{SWR}_{\text{OUT}} = 1.3$$

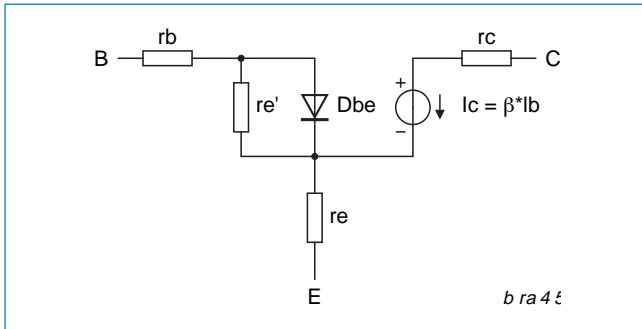
注： 実用的には、出力インピーダンスは入力回路の関数になります。入力と出力のマッチング回路は、安定性条件、必要とされるゲイン、ノイズ・マッチングにより決定されます。sパラメータを採用したネットワーク解析を使って検討されます。



2.2 小信号RFアンプ・パラメータ

2.2.1 トランジスタ・パラメータ、DC～マイクロ波

小さいDC電流とDC電圧では、トランジスタをベース-エミッタ間入力回路にダイオード・クランプ機能を持つ、電圧制御電流源のように見なすことができます。このモデルでは、トランジスタを大信号DCパラメータ、すなわちDC電流ゲイン(B、 β 、hfe)、最大消費電力、ブレークダウン電圧などを使って表します。



$$I_C = I_{CO} \cdot e^{\frac{U_{BE}}{V_T}} \quad r_e' = \frac{V_T}{I_E}$$

サーマル電圧： $V_T = kT/q \approx 26\text{mV}@25^\circ\text{C}$
 I_{CO} = コレクタ逆飽和電流

低周波電圧ゲイン $V_u \approx \frac{R_C}{r_e'}$

電流ゲイン $\beta = \frac{I_C}{I_B}$

周波数をオーディオ周波数範囲に上げると、トランジスタのパラメータは周波数に依存する位相シフトと寄生容量の影響で変化ようになります。これらの影響のキャラクタライゼーションでは、小信号hパラメータを使います。これらのハイブリット・パラメータは、他のポートを開放(規格)または短絡(規格)して、ある端子の電圧と電流を測定して決定されます。

hパラメータ行列を次に示します。

hパラメータ行列：

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} i_1 \\ u_2 \end{pmatrix}$$

周波数をHF帯域とVHF帯域に上げると、開放ポートは電気的な寄生電界放射のために不正確になります。このため許容できない誤差が発生します。この現象のためにyパラメータが定められました。この場合も、電圧と電流を測定しますが、「短絡」(規格)のみを使います。この「短絡」による方法では、この周波数領域でより正確な結果を得ることができます。yパラメータ行列を次に示します。

yパラメータ行列：

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix}$$

さらに周波数を上げると、「短絡」の寄生インダクタンスのために、機械的な条件に依存する寄生による問題が発生します。さらに、電圧、電流、位相の測定が非常に微妙になります。トランジスタ端子(ポート)での反射係数を求めるために進行波と反射波の測定に基づいて、スキャタリング・パラメータ、すなわちSパラメータが定められました。

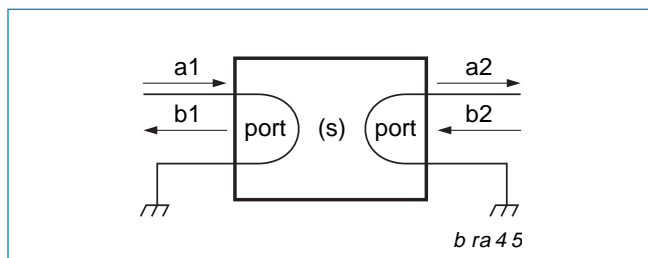
sパラメータ行列を次に示します。

sパラメータ行列：

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$$

2.2.2 sパラメータの定義

各アンプは入力ポートと出力ポートを持っています(2端子回路)。一般に、入力ポートはポート1と、出力はポート2と、それぞれ表されます。



行列：

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$$

式：

$$b_1 = S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2$$

$$b_2 = S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2$$

図10：2端子回路(a)と(b)波

進行波(a)は、DUTのポート(入力または出力)まで伝送します。

反射波(b)は、DUTポートから反射されてきます。

「ポートZO終端」の表現は、50Ω標準の使用を意味します。

これは、共役複素数電力整合ではありません。前の章で、反射係数を次のように定義しました。

反射係数：

$$r = \frac{\text{back running wave}}{\text{forward running wave}}$$

ポート1の入力反射係数を計算すると：

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}$$

ここで、出力はZO終端。

これは、信号源から進行波(a1)がポート1に入力されることを意味します。反射波電力(a2)はポート2に入力されません。ポート2に対しても次のように同じ手順を使うことができます。

出力反射係数：

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}$$

ここで、入力はZO終端

ゲインは次式で定義されます：

$$\text{gain} = \frac{\text{output wave}}{\text{input wave}}$$

前方伝搬波のゲインは、ポート2からの前方伝搬波(b2)をポート1に入力される波(a1)で除算して求められます。

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$$

後方伝搬波のゲインは、ポート1からの伝搬波(b1)をポート2に入力される波(a2)で除算して求められます。

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}$$

正規化された波(a)と波(b)は次のように定義されます。

$$a_1 = \frac{1}{2\sqrt{Z_o}} (V_1 + Z_o \cdot i_1) = \text{ポート1へ入力される信号}$$

$$a_2 = \frac{1}{2\sqrt{Z_o}} (V_2 + Z_o \cdot i_2) = \text{ポート2へ入力される信号}$$

$$b_1 = \frac{1}{2\sqrt{Z_o}} (V_1 - Z_o \cdot i_1) = \text{ポート1から出力される信号}$$

$$b_2 = \frac{1}{2\sqrt{Z_o}} (V_2 - Z_o \cdot i_2) = \text{ポート2から出力される信号}$$

前方伝送：

$$FT = 20\log(S_{21}) \text{ dB}$$

アイソレーション：

$$S_{12}(\text{dB}) = -20\log(S_{12}) \text{ dB}$$

入力リターン損失：

$$RL_{in} = -20\log(S_{11}) \text{ dB}$$

出力リターン損失：

$$RL_{out} = -20\log(S_{22}) \text{ dB}$$

挿入損失：

$$IL = -20\log(S_{21}) \text{ dB}$$

次の数学的解析では、正規化された波は、システム・インピーダンス Z_0 を単位としてさらに基準として使います。

U , p , Z_0 との間の関係は次のように表わすことができます

$$\frac{u}{\sqrt{Z_0}} = \sqrt{P} = i \cdot \sqrt{Z_0}$$

Substituting: $\frac{Z_0}{\sqrt{Z_0}} = \sqrt{Z_0}$

$$a_1 = \frac{V_1}{2\sqrt{Z_0}} + \frac{Z_0 \cdot i_1}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\sqrt{P_1}}{2} + \frac{Z_0 \cdot i_1}{2\sqrt{Z_0}}$$

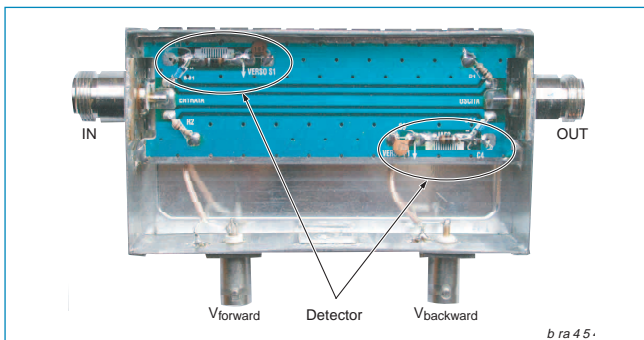
$$a_1 = \frac{\sqrt{P_1}}{2} + \frac{\sqrt{Z_0} \cdot i_1}{2} = \frac{\sqrt{P_1}}{2} + \frac{\sqrt{P_1}}{2} \rightarrow a_1 = \sqrt{P_1} \quad (\rightarrow \text{Unit} = \sqrt{\text{Watt}} = \frac{\text{Volt}}{\sqrt{\text{Ohm}}})$$

Rem:

$$\frac{Z_0}{\sqrt{Z_0}} = \frac{Z_0 \cdot \sqrt{Z_0}}{\sqrt{Z_0} \cdot \sqrt{Z_0}} = \frac{Z_0 \cdot \sqrt{Z_0}}{Z_0} = \sqrt{Z_0}$$

$$P = U \cdot I = \frac{U^2}{R} \rightarrow \sqrt{P} = \frac{U}{\sqrt{R}} = I \cdot \sqrt{R}$$

$a_1 = \frac{V_{forward}}{\sqrt{Z_0}}$ であるため、システム・インピーダンス定数 $\sqrt{Z_0}$ を基準とした前方伝搬電圧を測定することにより、正規化された波を求めることができます。方向性コプレーサなわちVSWRブリッジを使うと、定在波を進行波電圧と反射波電圧に分けることができます。(ダイオード)検波器がこれらの波をVフォワードDC電圧とVbackward DC電圧に変換します。両DC電圧の簡単な処理の後に、VSWRを読み出すことができます。



50Ω VHF-SWR-Meterはキット(Nuova Elettronica)を使って構成しました。これは3本のストリップラインで構成されています。中央のラインは、メイン信号を入力から出力へ渡します。上側と下側のストリップラインは、特別な電気的および磁気的な相互結合により進行波と反射波の部分を選択します。各結合ストリップライン端にあるダイオード検波器は電力をDC電圧に整流して、VSWRの処理と監視のために外部アナログ回路に渡されます。アプリケーションには、アンテナ電力マッチング制御、pA出力電力デテクタ、ベクタ電圧計、ベクタ回路解析、AGCなどが含まれています。これらの種類の回路キットは、アマチュア無線資料やいくつかのRF雑誌で公表されています。

2.2.2.1 2端子回路の定義

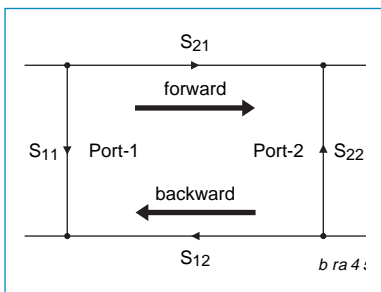


図11：2端子回路のsパラメータ

フィリップスのデータシート・パラメータの挿入電力ゲイン

$$|S_{21}|^2: 10dB \cdot \log|S_{21}|^2 = 20dB \cdot \log|S_{21}|$$

入力リターン損失

$$S_{11} = \sqrt{\frac{\text{Power reflected from input port}}{\text{Power available from generator at input port}}}$$

出力リターン損失

$$S_{22} = \sqrt{\frac{\text{Power reflected from output port}}{\text{Power available from generator at output port}}}$$

フォワード伝送損失(挿入損失)

$$S_{21} = \sqrt{\text{Transducer power gain}}$$

逆方向伝送損失(アイソレーション)

$$S_{12} = \sqrt{\text{Reverse transducer power gain}}$$

例: バイアス設定 $V_{VS-OUT}=2.5V$ 、 $I_{VS-OUT}=10mA$ に対して、100MHz、450MHz、1800MHz、2400MHzでBGA2003の挿入電力ゲインを計算します。

計算: シリコンMMICアンプBGA2003のフィリップス・ウェブサイト・ページからsパラメータ・データ・ファイル[2_510A3.S2P]をダウンロードします。

次にこのファイルの一部を示します。:

MHz S MA R 50

| ! Freq | S11 | | S21 | | S12 | | S22 : | |
|--------|---------|--------|----------|--------|----------|--------|---------|--------|
| 100 | 0.58765 | -9.43 | 21.85015 | 163.96 | 0.00555 | 83.961 | 0.9525 | -7.204 |
| 400 | 0.43912 | -28.73 | 16.09626 | 130.48 | 0.019843 | 79.704 | 0.80026 | -22.43 |
| 500 | 0.39966 | -32.38 | 14.27094 | 123.44 | 0.023928 | 79.598 | 0.75616 | -25.24 |
| 1800 | 0.21647 | -47.97 | 4.96451 | 85.877 | 0.07832 | 82.488 | 0.52249 | -46.31 |
| 2400 | 0.18255 | -69.08 | 3.89514 | 76.801 | 0.11188 | 80.224 | 0.48091 | -64 |

Results: 100MHz ➡ $20\log(21.85015) = 26.8 \text{ dB}$
 450MHz ➡ $20\text{dB} \log \left| \frac{16.09626e^{130.48^\circ} + 14.27094e^{123.44^\circ}}{2} \right| = 23.6\text{dB}$
 1800MHz ➡ $20\log(4.96451) = 13.9 \text{ dB}$
 2400MHz ➡ $20\log(3.89514) = 11.8 \text{ dB}$

2.2.2.2 3端子回路の定義

3端子sパラメータの代表的な製品：両方向性カプラー、電力スプリッタ、コンバイナ、位相スプリッタ

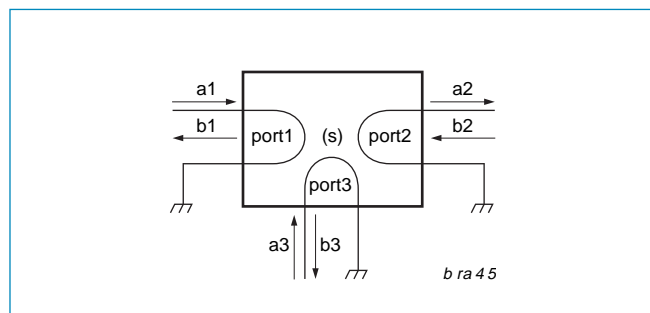


図 12 : 3端子回路(a)と(b)波

3端子sパラメータの定義:

・端子の反射係数/リターン損失 :

Port 1 ➡ $S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{(a_2=0; a_3=0)}$
 Port 2 ➡ $S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{(a_1=0; a_3=0)}$
 Port 3 ➡ $S_{33} = \frac{b_3}{a_3} \Big|_{(a_1=0; a_2=0)}$

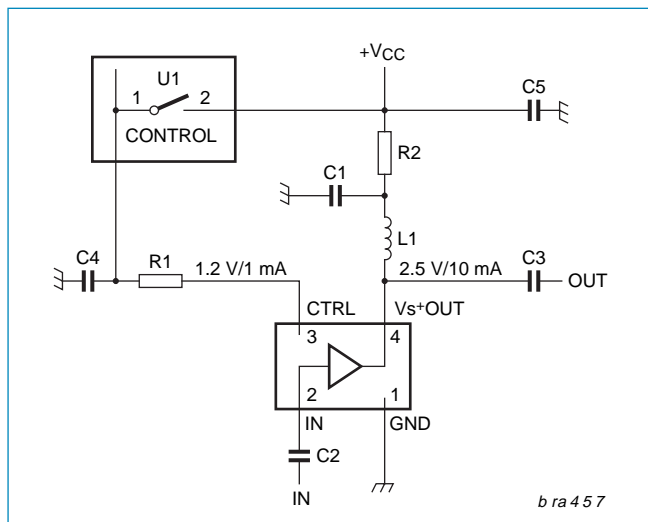
・送信ゲイン :

Port 1=>2 ➡ $S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{(a_3=0)}$
 Port 1=>3 ➡ $S_{31} = \frac{b_3}{a_1} \Big|_{(a_2=0)}$
 Port 2=>3 ➡ $S_{32} = \frac{b_3}{a_2} \Big|_{(a_1=0)}$
 Port 2=>1 ➡ $S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{(a_3=0)}$
 Port 3=>1 ➡ $S_{31} = \frac{b_1}{a_3} \Big|_{(a_2=0)}$
 Port 3=>2 ➡ $S_{23} = \frac{b_2}{a_3} \Big|_{(a_1=0)}$

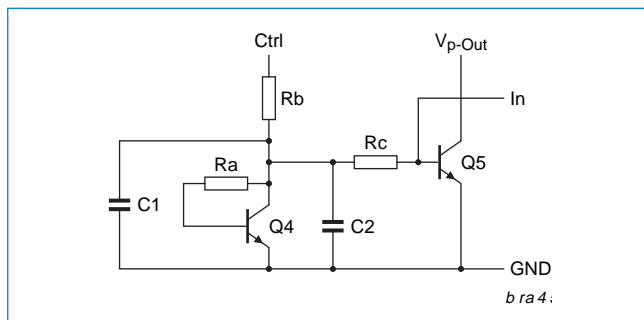
2.3 RFアンプ・デザインの基礎

2.3.1 MMICのDCバイアス・ポイント調整

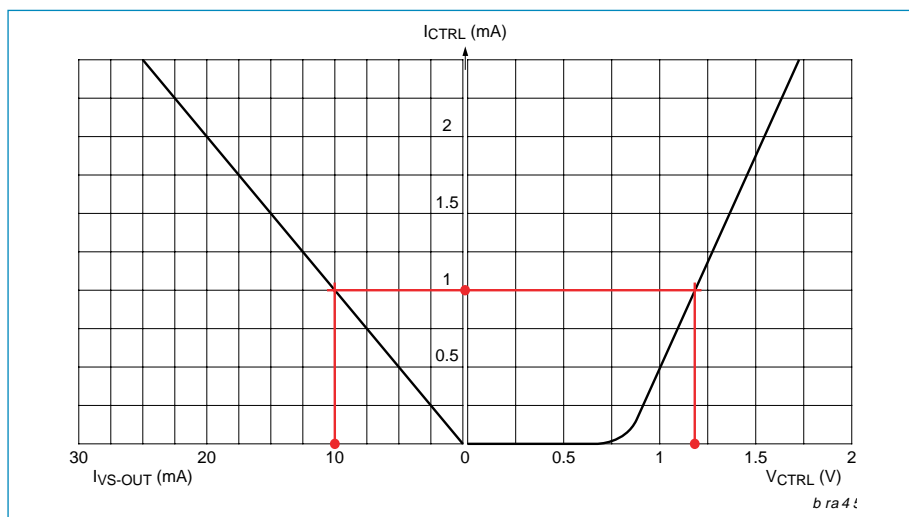
sパラメータは前の章で説明したように、バイアス・ポイントと周波数に依存します。このため、パラメータ・ファイルにはDCバイアス設定データが含まれていません。異なるバイアス・ポイントに対してsパラメータは無効なため、このセットアップを使うことをお勧めします。DCバイアス回路のデザイン例をBGA2003を使ってVs=2.5V; Is=10mAに対して説明します。電源電圧はVCC=3Vに選択しています。



LNA DCのバイアス設定



BGA2003等価回路：Q5はメインRFトランジスタ。Q4はQ5の電流ミラーを発生します。この電流ミラーへの入力電流は、Ctrlピンへ流入する電流で決定されます。制御電圧がCtrl入力に直接加えられたとき、Rbは電流を制限します。Rc、C1、C2は、バイアス回路をRF入力信号からデカップリングします。Q4とQ5は同じチップ上にあるため、Q5のバイアス・ポイントは温度に対して非常に安定しています。



トランジスタのDCバイアス・ポイント調整

MMICのI/O DC関係を分かり易くするため、BGA2003のデータシートの図4と図5を結合しました(左のグラフ参照)。

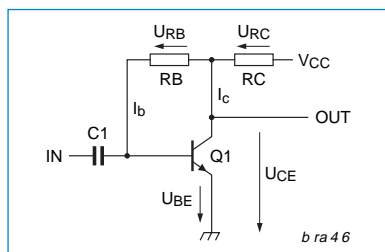
赤線は、I_{VS-OUT}=10mAの条件から始まり、縦軸I_{CTRL}=1mAを通過し、横軸上のV_{CTRL}=1.2Vで終わるグラフ構造を表しています。

$$R_2 = \frac{V_{CC} - V_S}{I_{VS-OUT}} = \frac{3V - 2.5V}{10mA} = 50\Omega$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_{CTRL}}{I_{VS-OUT}} = \frac{3V - 1.2V}{1mA} = 1.8k\Omega$$

2.3.2 トランジスタのDCバイアス・ポイント調整

MMICの簡単なバイアス設定と対照的に、ここでは、例えばオーディオまたはIFアンプで使われる設定のデザインを示します。



$$h_{FE} = \beta = B = \frac{I_C}{I_b}$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - U_{CE}}{I_b + I_C} = \frac{V_{CC} - U_{CE}}{I_C \left(\frac{h_{FE} + 1}{h_{FE}} \right)}$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - U_{CE}}{I_C (h_{FE} + 1)} \cdot h_{FE}$$

$$; V_{CC} - I_C \cdot R_C = V_{CE} = I_b \cdot R_B + U_{BE}$$

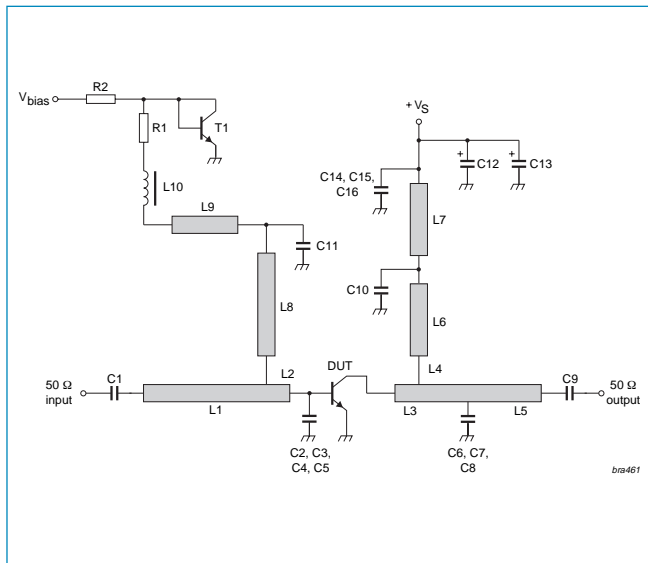
$$R_B = h_{FE} \cdot \left(\frac{V_{CC} - U_{BE}}{I_C} - R_C \right) = h_{FE} \cdot \frac{V_{CE} - V_{BE}}{I_C}$$

電圧帰還により安定化したDCバイアス設定

この設定の利点は、抵抗RBの抵抗性が非常に大きいことです。端子[IN]での入力インピーダンスの低下は無視でき、IF帯域フィルタの負荷が軽くなります。エミッタ帰還抵抗がないため、Q1で高いゲインが実現されます。これは狭帯域幅の高ゲインIFアンプで必要とされます。欠点は、Si BEダイオードの比較的直線的なcaの負温度係数によって発生する動作ポイントの安定性が低いことです。

$$V_{BE} \approx -2.5\text{mV/K} \text{を次式に代入します} \quad I_C = \frac{V_C - V_{BE}}{R_B} \cdot h_{FE} \quad .$$

グラウンドとエミッタの間に抵抗を追加すると、これを軽減することができます。



エミッタ抵抗からゲイン損失の欠点またはバイパス・コンデンサの必要性が発生します。さらに、トランジスタのグラウンド性能(不安定性)の品質低下と、グラウンド・プレーンへのエミッタ熱放散が発生します。中程度の出力電力で接合温度が上昇してDCドリフトが発生するため、バイアス設定の安定化が必要になります。トランジスタを安定化しないと、焼失または歪みが発生します。可能なソリューションを左図に示します(BFG10)。BGA2003と同様に、DCトランジスタT1を使って電流ミラーがデザインされます。T1は、密接な熱結合がある場合のRFトランジスタ(DUT)に近いV_{CE} (V_{BE})ドリフトを持つダイオードのように機能します。β₁=β_{DUT}とV_{BE-1}≡V_{BE-DUT}を使うと、非常に簡単な次の代数解析が可能です：

$$V_T \cdot \ln\left(\frac{I_{C-1}}{I_{CO}}\right) \approx V_T \cdot \ln\left(\frac{I_{C-DUT}}{I_{CO}}\right)$$

I_{C-DUT} ≡ I_{C1} ≡ (V_{bias}-V_{BE})/R₂の非常に小さい温度依存性が得られます。最適な電流ミラーを得るためには、BEチップ構造領域が同じ寸法を持つ必要があります。

2.3.3 ゲインの定義

アンプのゲインは、実施した(理論的)測定、安定性条件、マッチング方法(例えば、最適電力処理、最大ゲイン、最小ノイズ係数またはある安定性性能)に応じて幾つかの方法で規定されます。上限と下限のパラメータに対して計算される電力ゲインもあります。さらに、スミス・チャート内の円(電力ゲイン円、安定性円)の計算は、入力または出力の有効な動作範囲の選択に使うことができます。使用する代数式は、参照資料毎に異なります。実際には、出力が必要とされるソースの関数であり、入力が必要とされる負荷の関数であるため、S₁₂は無視できません。このためにマッチングが複雑になり、GAとGPのデザイン手順の中で発生します。

トランスジューサの電力ゲイン：

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} = \frac{\text{power delivered to the load}}{\text{power available from the source}}$$

負荷に供給される電力/ソースから得られる電力

電力ゲインまたは動作電力ゲイン：

$$G_P = \frac{P_L}{P_{IN}} = \frac{\text{power delivered to the load}}{\text{power input to the network}}$$

S₁₂を無視できない場合に使用され、G_pはソース・インピーダンスに依存しません。

有効電力ゲイン：

$$G_A = \frac{P_{AVN}}{P_{AVS}} = \frac{\text{power available from the network}}{\text{power available from the source}}$$

G_Aは負荷インピーダンスに依存しません。

最大有効ゲイン(MAG) :

$$MAG = G_{T,max} = 10 \log \left(\frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \cdot \left| K \pm \sqrt{K^2 - 1} \right| \right)$$

トランジスタから得ることができるMAGは、**Rollett安定性係数** $K > 1$ での同時共役複素数I/O整合により可能です。
 K は幾つかのサブステップ内でsパラメータから計算されます。無条件安定な周波数で、MAG ($G_{T,max}=G_{P,max}=G_{A,max}$)は、トランジスタのデータシートにプロットされます。

安定な最大ゲイン :

$$MSG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}$$

MSGは不安定性を持つトランジスタに対する性能係数であり、 $K=1$ (MAGのサブセット)に対して有効です。不安定性を持つ周波数で、MSGはトランジスタのデータシートにプロットされます。

アンプのデザインで使われる定義のその他の例 :

- $G_{T,max}$ = 同時複素共役整合条件下でのトランスジューサ最大電力ゲイン
- $G_{T,min}$ = 同時複素共役整合条件下でのトランスジューサ最小電力ゲイン
- G_{TU} = 単方向トランスジューサ電力ゲイン
- $G_{P,min}$ = 不安定性を持つデバイスの最小動作電力ゲイン

-単方向性能係数 $\frac{G_T}{G_{TU}}$ は、 $S_{12}=0$ を仮定した場合に発生する誤差を決定します。

右図の例は、周波数の関数としての**BGU2003**のゲインです。

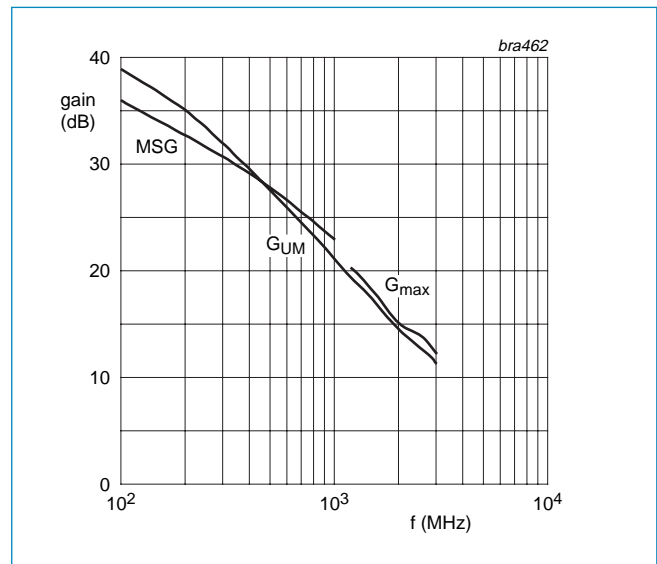
100 MHz~1 GHzの周波数範囲では、MMICは不安定な可能性があります。1.2 GHzより上では、MMICは無条件に安定です(測定の3 GHz範囲内)。

G_{UM} は、 $S_{12}=0$ と複素共役I/O整合を仮定した場合の単方向トランスジューサ最大電力ゲインです。 $S_{12}=0$ (=単方向性能係数)は、 $K=無限$ かつ $D_S=S_{11} \cdot S_{22}$ から得られる単方向2端子回路を規定します。

$$G_{TU,max} = 10 \log \left(\frac{|S_{21}|^2}{(1-|S_{11}|^2)(1-|S_{22}|^2)} \right) dB$$

$$G_{UM} = 10 \log(G_{TU,max})$$

詳細については、pozar, Gonzalez, Bowickなどの書籍を参照してください。



2.3.4 アンプの安定性

すべての変数は複素データで処理する必要があります。評価した K 係数は、選択したsパラメータの組合せ $[S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}]$ に対する周波数とバイアス設定でのみ有効です。

行列式 : $D_S = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}$

Rollett安定性係数 : $K = \frac{1 + |D_S|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{21} \cdot S_{12}|}$

文献によっては、DSのサイズが次の安定性品質の分割で考慮されていないものがあります。

$K > 1$ & $|D_s| < 1$

ソース・インピーダンスと負荷インピーダンスとの任意の組合わせに対して無条件に安定

$K < 1$

不安定な可能性があり、ソース・インピーダンスと負荷インピーダンスとの組合せによっては発振する可能性があるこれは、トランジスタがそのアプリケーションに使用できないことを意味するものではありません。トランジスタの使用には工夫が必要なことを意味します。I/Oの同時複素整合が不可能です。

$-1 < K < 0$

発振器のデザインで使用されます。

$K > 1$ & $|D_s| > 1$

$SWR_{(IN)} = SWR_{(OUT)} = 1$ を必要とする不安定性を持つトランジスタは製造されておらず、ゲイン $G_{T,min}$ を持っています。

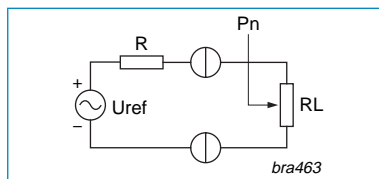
参考文献—RFアプリケーション—基礎およびデザイン—基礎

1. Philips Semiconductors, RF Wideband Transistors and MMICs, Data Handbook SC14 2000, S-parameter Definitions, page 39
2. Philips Semiconductors, Datasheet, 1998 Mar 11, Product Specification, BFG425W, NPN 25GHz wideband transistor
3. Philips Semiconductors, Datasheet, 1999 Jul 23, Product Specification, BGA2003, Silicon MMIC amplifier
4. Philips Semiconductors, Datasheet, 2000 Dec 04, Product Specification, BGA2022, MMIC mixer
5. Philips Semiconductors, Datasheet, 2001 Oct 19, Product Specification, BGA2711, MMIC wideband amplifier
6. Philips Semiconductors, Datasheet, 1995 Aug 31, Product Specification, BFG10; BFG10/X, NPN 2GHz RF power transistor
7. Philips Semiconductors, Datasheet, 2002 May 17, Product Specification, BGU2703, SiGe MMIC amplifier
8. Philips Semiconductors, Discrete Semiconductors, FACT SHEET NIJ004, Double Polysilicon – the technology behind silicon MMICs, RF transistors & PA modules
9. Philips Semiconductors, Hamburg, Germany, T. Bluhm, Application Note, Breakthrough In Small Signal - Low VCEsat (BISS) Transistors and their Applications, AN10116-02, 2002
10. H.R. Camenzind, Circuit Design for Integrated Electronics, page34, 1968, Addison-Wesley,
11. Prof. Dr.-Ing. K. Schmitt, Telekom Fachhochschule Dieburg, Hochfrequenztechnik
12. C. Bowick, RF Circuit Design, page 10-15, 1982, Newnes
13. Nührmann, Transistor-Praxis, page 25-30, 1986, Franzis-Verlag
14. U. Tietze, Ch. Schenk, Halbleiter-Schaltungstechnik, page 29, 1993, Springer-Verlag
15. W. Hofacker, TBB1, Transistor-Berechnungs- und Bauanleitungs-Handbuch, Band1, page 281-284, 1981, ING. W. HOFACKER
16. MicroSim Corporation, MicroSim Schematics Evaluation Version 8.0, PSpice, July 1998
17. Karl H. Hille, DL1VU, Der Dipol in Theorie und Praxis, Funkamateurbibliothek, 1995
18. PUFF, Computer Aided Design for Microwave Integrated Circuits, California Institute of Technology, 1991
19. Martin Schulte, 'Das Licht als Informationsträger', Astrophysik, 07.Feb. 2001, Astrophysik%20Teil%201%20.pdf
20. <http://www.microwaves101.com/encyclopedia/basicconcepts.cfm>
21. <http://www.k5rmg.org/bands.html>
22. <http://www.unki.de/schulcd/physik/radar.htm>
23. SETI@home, http://www.planetary.org/html/UPDATES/seti/SETI@home/Update_022002.htm
<http://www.naic.edu/about/ao/telefact.htm>
24. Kathrein, Dipl. Ing. Peter Scholz, Mobilfunk-Antennentechnik.pdf, log.-per. Antenne K73232
25. Siemens Online Lexikon
26. <http://wikipedia.t-st.de/data/Frequenzband>
27. www.wer-weiss-was.de/theme134/article1180346.html
28. www.atcnea.at/flusitechnik/themen1/radartechnik-grundlagen.html
29. Nührmann, Das große Werkbuch Elektronik, Teil A, 5. Auflage, Franzis-Verlag, 1989
30. ARRL, American Radio Relay League

3. ノイズの基礎

3.1 等価ノイズ・ソースとノイズ温度の定義

抵抗では、広帯域白色(ナイキスト)ノイズ電圧が $T_0 > 0$ ケルビン(K)の環境温度で発生します。回路図内のこのノイズ電圧ソースは、加熱された抵抗と同じノイズ電圧を発生します。抵抗Rは加熱された抵抗と同じ抵抗値を持ちますが、ノイズなしと見なされます。



・負荷に今日供されるこのノイズ電圧ソースの電力は次のようになります。

$$P_N = K \cdot T \cdot B \quad 0 \text{ケルビン(K)} = -273^\circ\text{C}$$

T = ケルビン表示の温度

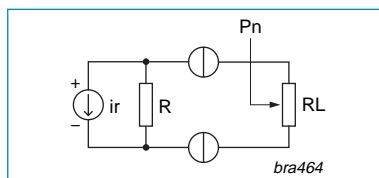
B = 帯域幅

PN = 負荷RLに注入される、帯域幅Bのノイズ電力

K = $1.3806226 \cdot 10^{-23} \text{Ws/K}$ ボルツマン定数

R = ノイズ抵抗

RL = 負荷抵抗



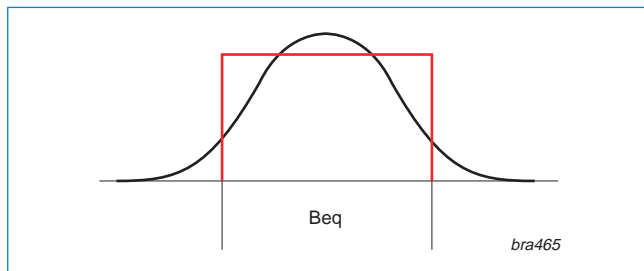
同じ方法で、ノイズ電流ソースを次のように定義することができます。

i_R = ノイズ電流ソース、並列のノイズなし抵抗Rの両端にノイズ電圧を発生させます

・周波数に対する熱ノイズの統計的電力分布は一定であり、「白色ノイズ」(ナイキスト・ノイズ)と呼ばれています。

・ノイズ電力は、1 Hzのノイズ帯域幅を基準とします。

測定に使用されたシステム帯域幅は、長方形のガウス・フィルタ[9. p622]に換算される必要があります： $B_{noise} \approx 1.2 \cdot B_{(-3dB)}$ システムの-6dB帯域幅が知れると、大凡の B_{noise} が分かります。



等価ノイズ帯域幅： $B_{noise} \approx B_{(-6dB)}$

・アクセサリ・ノイズ係数FZを定義します： $F_Z = F - 1$

2端子アクセサリ・ノイズ係数：(文献によっては、 F_Z を含む式でこれは T_Z として使われています)

・はじめに、ノイズを持つ加熱された抵抗を等価ノイズ・ソースに変換しました。ノイズを持つ抵抗はいわゆる「ノイズ温度T」を持ちます。

ノイズ温度： $T = F \cdot T_0$

$T_0 = 290 \text{ K}$ 絶対基準温度([2] SPICEデフォルトは $300.15 \text{ K} \approx 27^\circ\text{C}$)

T = ノイズ抵抗のノイズ温度

ノイズ温度は、抵抗モデルに前のノイズ・ソースと等しい熱ノイズ電力密度を発生させます。

アンテナ・ノイズ温度：

例えば、レーダー・アンテナのスキャンに使用されます $T_{ANT} = \frac{P_{N-ANT}}{K \cdot B}$

3.2 等価ノイズ・ソースの決定

一般に、RFデザインでは電力整合が使われます：

$$(1) P = U_{eff} \cdot I_{eff} \quad \text{および} \quad (2) P = U_{eff} \cdot I_{eff}$$

電力整合では、負荷に供給される電圧はジェネレータ量の半分であり、供給される電流はソース短絡電流の半分であり、このときに最大電力が負荷に供給されます。

最大電流 $I_{L(max)}$ (電流整合)は $R_L=0$ で発生し、次の値になります：

$$P_0 = \frac{U_0^2}{R_g}$$

これにより、 P_0 の100%が R_g に供給されます。ソースからの最大有効電力は $R_L=R_g$ とき発生し $P_L = \frac{P_0}{2}$ になります。 $P_{Rg}=P_0-P_L$ は R_g で消費されます。

$$(3) P_L = \frac{P_0}{2} = \frac{U_0}{2} \cdot \frac{I_0}{2} = \frac{1}{4} \cdot \frac{U_0^2}{R} \quad \text{ただし} U_0 \text{と} I_0 \text{はRMS値}$$

$$(4) U_0 = \sqrt{4 \cdot P_L \cdot R_L}$$

$$(5) U_L = \frac{U_0}{2} = \frac{\sqrt{4 \cdot P_L \cdot R_L}}{2} = \sqrt{P_L \cdot R_L} \quad \text{RMS負荷ノイズ電圧: } U_L=0.5 \cdot U_0 \text{は電力整合に対して成立}$$

$$(6) \hat{U}_L = \sqrt{2} \cdot U_L$$

$$(7) \hat{U}_L = \sqrt{2 \cdot K \cdot T_L \cdot B \cdot R_L} \quad \text{電力整合時: } R_N=R_L, \text{したがって} T_N=T_L$$

$$(8) \hat{U}_L = \sqrt{2 \cdot K \cdot T_N \cdot B \cdot R_L} \quad \text{負荷両端のノイズ・ピーク電圧}$$

$$(9) U_0 = \sqrt{4 \cdot K \cdot T_N \cdot B \cdot R_N} \quad \text{等価ノイズ・ソース・ジェネレータのRMS電圧}$$

はじめに、短絡、開放、整合ソースに対する U_L の依存性について言及しました。これは、2端子に入力されるノイズは、リターン損失の関数であることを示しています(負荷とソース・インピーダンスとの関係)。LNAでは、入力インピーダンスはデータシートに特性ノイズ・パラメータとして規定された等価ノイズ・ソース・インピーダンスに一致する必要があります。カスケード接続されたアンプの場合、一般に、理想(ノイズ整合)状態に対するノイズ係数またはノイズ温度の定格が与えられます。不整合もノイズ・ソースになります。この不整合は、2端子に供給された電力の損失として見ることができます。さらに、電力の損失は例えば抵抗電力減衰器内で発生します。ブロックを構成する減衰器などでは、ノイズ係数は減衰量と一致します(後の章で説明)。

得られる式(12)は[10, p161]に一致しますが、説明と代数式は記載されていません。

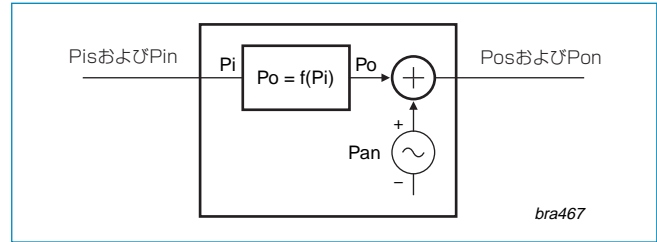
文献によっては、例えばオペアンプで単位表現 nV/\sqrt{Hz} と nA/\sqrt{Hz} を使っています。

$$\frac{U_0}{\sqrt{B}} = \frac{\sqrt{4 \cdot K \cdot T_N \cdot B \cdot R_N}}{\sqrt{B}} \quad 1 \text{ Hz帯域幅への正規化によって、帯域幅に依存しない正規化ノイズ電圧量が得られます：}$$

$$U_0/\sqrt{Hz} = \sqrt{4 \cdot K \cdot T_N \cdot R_N} \quad \text{さまざまな条件とアプリケーションで測定したノイズ性能の比較を容易にするため}$$

3.3 2端子デバイスのノイズ：ノイズ係数とSNR

入力と出力に特性インピーダンスを接続した2端子デバイス(アンプ、減衰器、デテクタ、フィルタ)は、2端子入力信号なしで負荷 R_L に供給するノイズ電力を発生します。このノイズ電力は $T_U > 0K$ の温度で発生します。入力マッチング抵抗をソースで置換えると、このノイズ電力がデバイスの出力信号に加えられることが示されます(右図)。ノイズ電力 P_{an} はアンプ自体で発生します(例えば半導体ノイズ)。



次式が存在します $P_{on} = P_{in} \cdot f(Pi) + P_{an}$

P_{on} = 2端子から出力されるすべてのノイズ電力の和

P_{in} = 入力ソースから発生するノイズ電力

P_{an} = 2端子自体から発生する追加ノイズ電力

$f(Pi)$ = 2端子の伝達関数(=周波数依存ゲイン)

ノイズ係数：
$$F = \frac{SNR_{(IN)}}{SNR_{(OUT)}} = \frac{\text{Input Signal to Noise Ratio}}{\text{Output Signal to Noise Ratio}}$$

信号対ノイズ比：
$$SNR = \frac{P_s}{P_n} = \frac{\text{Signal power on the port}}{\text{Noise power on the port}}$$

$$SNR_{(IN)} = \frac{P_{is}}{P_{in}} \qquad SNR_{(OUT)} = \frac{P_{os}}{P_{on}}$$

$$F = \frac{SNR_{(IN)}}{SNR_{(OUT)}} = \frac{\frac{P_{is}}{P_{in}}}{\frac{P_{os}}{P_{on}}} = \frac{P_{is}}{P_{os}} \cdot \frac{P_{on}}{P_{in}} = \frac{P_{on}}{P_{in}} = \frac{G_n}{G_s} \qquad \Rightarrow \qquad G_n = F \cdot G_s$$

G_n = ノイズ・ゲイン

G_s = 信号ゲイン

ノイズ係数： $NF = 10 \cdot \log(F)$

2端子の等価ノイズ温度

ノイズ係数から次のように：
$$F = 1 + \frac{T}{T_o}$$

また逆に $T = (F - 1) \cdot T_o = F_z \cdot T_o$

acc. [23]

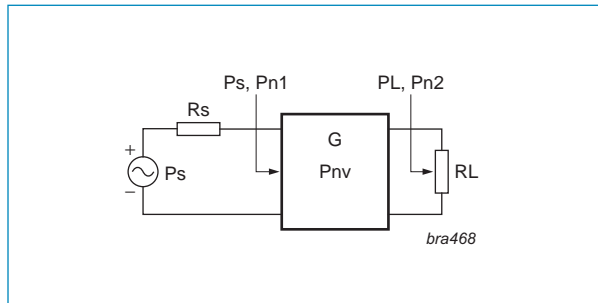
| SNR / [dB] | 品質 |
|------------|-----------------|
| 0 | MDS = 検出可能な最小信号 |
| 10 | 音声が入力できる最小品質 |
| 20 | 音声が入力できる良い品質 |
| 30 | 音楽に必要な最小品質 |

ノイズ温度の表現は、例えばレーダー・アプリケーション(アンプ、アンテナ)、冷却したCCDイメージ・カメラ、赤外線放射顕微鏡(半導体を調べる故障解析ラボで使用)、赤外線カメラなどの極めてノイズの低いアンプで使われます。

冷却はペルチェ素子を使って-50℃まで行われるか、液体窒素で-196℃まで行われます。

3.4 アンプ自身の半導体ノイズで終端されたノイズ係数

- P_S = 信号ジェネレータの電力
- R_S = ジェネレータのソース抵抗
- P_{N1} = アンプに注入されるノイズ電力
- R_L = アンプの出力負荷
- P_L = 負荷に供給される電力= P_{OUT}
- P_{N2} = アンプ出力から得られるノイズ電力で負荷 R_L に供給される部分
- $SNR_{(IN)}$ = アンプ入力でのSNR
- $SNR_{(OUT)}$ = アンプ出力でのSNR
- B = アンプの帯域幅



$$(1) SNR = \frac{S}{N} = \frac{P_{signal}}{P_{noise}}$$

$$(2) F = \frac{SNR_{(IN)}}{SNR_{(OUT)}} = \frac{P_S}{P_{N1}} \cdot \frac{P_{N2}}{P_L} = \frac{1}{G} \cdot \frac{P_{N2}}{P_{N1}} \quad \text{= Friis式に従ってノイズ係数に関する入力}$$

アンプ自体が発生する出力ノイズ電力: $P_{NV(OUT)} = G \cdot P_{NV}$ ここで P_{NV} は等価アンプ自体が発生する入力ノイズ電力。これは出力ノイズ $P_{NV(OUT)}$ を持つアンプがノイズのない2端子(ブラックボックス)と、ノイズのないボックス入力に接続された、加熱された抵抗 R_N で置換えられることを意味します。このノイズ抵抗 R_N はノイズ温度 T_{NV} を持ち、等価入力ノイズ量 P_{NV} を発生します。2端子ノイズ係数 F を求め、ソース・ジェネレータが信号 P_S を発生していると見なし、次の基準ノイズ電力を持つと見なします。

$$(3) P_{NS} = K \cdot T_0 \cdot B \quad P_{NS} \text{は2端子入力に注入されます。} P_{N1} = P_{NS} \text{と(3)を(2)に代入すると:}$$

$$(4) F = \frac{1}{G} \cdot \frac{P_{N2}}{K \cdot T_0 \cdot B}$$

負荷に供給されるノイズ電力は、増幅された入力ノイズ P_{N1} とアンプ自体が発生するノイズ出力電力 $P_{NV(OUT)}$ の和になります。

$$(5) P_{N2} = P_{NV(OUT)} + G \cdot P_{N1} \quad (5) \text{を(4)に代入すると:}$$

$$(6) G \cdot F = \frac{P_{NV(OUT)} + G \cdot P_{N1}}{K \cdot T_0 \cdot B} \quad (3) \text{を(6)に代入すると:}$$

$$(7) G \cdot F = \frac{P_{NV(OUT)} + G \cdot K \cdot T_0 \cdot B}{K \cdot T_0 \cdot B} = \frac{P_{NV(OUT)}}{K \cdot T_0 \cdot B} + G$$

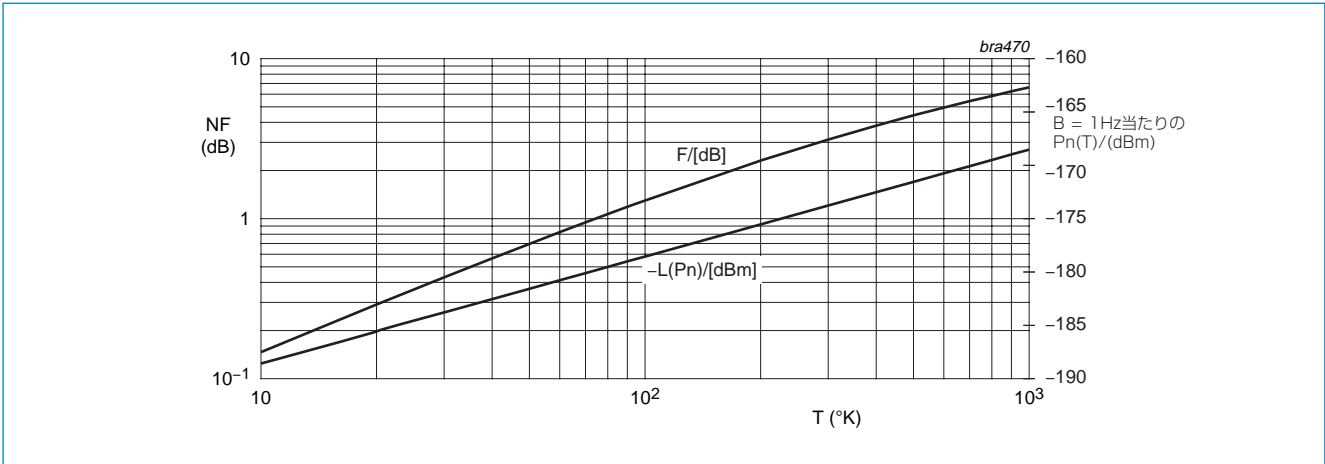
$$(8) F = 1 + \frac{P_{NV(OUT)}}{K \cdot T_0 \cdot B} \cdot \frac{1}{G} \quad \text{ここで} \quad P_{NV(OUT)} = G \cdot P_{NV} \quad F = 1 + \frac{G \cdot K \cdot T_{NV} \cdot B}{K \cdot T_0 \cdot B} \cdot \frac{1}{G}$$

$$F = 1 + \frac{T_{NV}}{T_0} \quad \frac{T_{NV}}{T_0} = F - 1 = F_z$$

- T_{NV} = ノイズ温度に関するアンプ入力
- T_0 = 290K = ノーマル、すなわち基準温度

データシートから得られる2端子ノイズ温度 T_{NV} は、入力に関係します。
2端子のノイズ係数 F (= dBで表したノイズ係数NF)は、ノーマル温度 T_0 (290ケルビン)を基準とします。

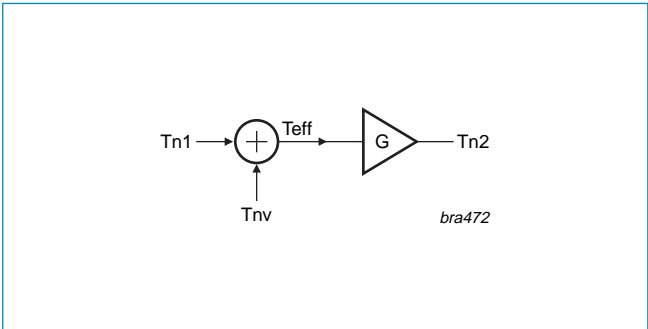
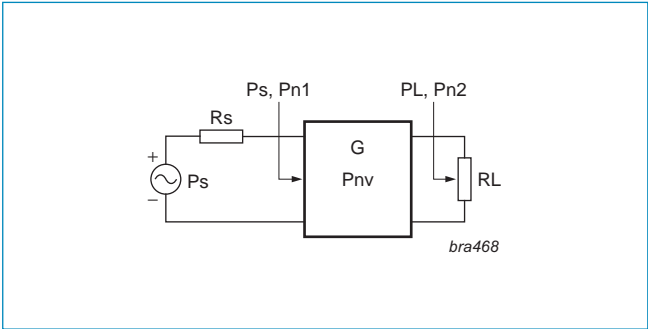
3.5 ノイズ係数対ノイズ温度



3.6 ノイズ係数対ノイズ温度

前の節で、2端子の出力ノイズ電力は次のように評価されました：

- (1) $P_{N2} = P_{NV(OUT)} + G \cdot P_{N1}$
- (2) $P_{N2} = P_{NV(OUT)} + G \cdot P_{N1}$ (2)を(1)に代入すると：
- (3) $P_{N2} = G \cdot P_{NV} + G \cdot P_{N1}$
- (4) $P_{N2} = G \cdot (P_{NV} + P_{N1}) = G \cdot K \cdot B \cdot (T_{NV} + T_{N1})$
- (5) $P_{N2} = K \cdot B \cdot T_{N2}$ (5)を(4)に代入すると
- (6) $K \cdot B \cdot T_{N2} = G \cdot K \cdot B \cdot (T_{NV} + T_{N1})$
- (7) $T_{N2} = G \cdot (T_{NV} + T_{N1}) = G \cdot T_{eff}$ かつ $T_{IN(eff)} = T_{NV} + T_{N1}$



式(7)から、出力ノイズ温度 T_{N2} は増幅された実効入力ノイズ温度 T_{eff} であることが分かります。さらに、入力端子上の異なるソースのノイズ温度が加算できることも分かります。アンプ・ノイズ温度 T_{NV} は、ノーマル温度 $T_{N1}=T_{N0}$ を基準とすることにより、ノイズ係数に換算されます。加算はリニアな量でのみ可能なことに注意してください。dBでは加算しないでください。

3.7 損失のあるデバイス(減衰器、ケーブルなど)のノイズ温度

減衰器はゲイン(1) $G = \frac{1}{D}$ を持つ2端子です。ただし、D=減衰係数

そのノイズ係数は(2) $F = \frac{SNR_{(IN)}}{SNR_{(OUT)}} = \frac{1}{G} \cdot \frac{P_{N2}}{P_{N1}}$ です(詳細については、前の章参照)。

Friisノイズ係数は T_0 を基準とするため：(3) $P_{N1} = K \cdot T_0 \cdot B$

減衰器は受動2端子です。減衰器は半導体デバイスのようにピンク・ノイズをパスバンド帯域幅Bに追加することはありません。システム・インピーダンス Z_0 での抵抗動作であるため、出力ナイキスト・ノイズ電力は(4) $P_{N2} = K \cdot T_{ATN} \cdot B$ になります。

(3)と(4)を(2)に代入すると：(5) $F = \frac{1}{G} \cdot \frac{K \cdot T_{ATN} \cdot B}{K \cdot T_0 \cdot B} = \frac{1}{G} \cdot \frac{T_{ATN}}{T_0}$

温度 $T_{ATN}=T_0$ を持つ減衰器のノイズ係数は次のようになります：

定義から $\frac{T_{NF}}{T_0} = F - 1 = F_z$ は $T_{Att} = (D-1) \cdot T_0$ になります。

これは、例えば、ケーブルがシステム内でノイズ係数=制動(減衰)係数Dでモデル化される白色ノイズを追加することを意味します。例えば、3 dBの挿入損失を持つフィルタはノイズ係数NF = 3 dBを持ちます。

この動作は、次の実用的な方法でも説明できます：

理想信号ジェネレータはクリーンな信号を減衰器に注入します。この信号ジェネレータは温度 T_0 で加熱されるインピーダンス Z_0 を持つため、システム Z_0 のノイズ電力 N_0 を基準とする $SNR_{(IN)}$ が発生します。減衰器は減衰量だけ信号電力を低下させます。減衰器自体はノイズ電力を発生しませんが、出力は再度 Z_0 を基準とするため、等しい基準ノイズ電力 N_0 が発生します。これは、入力と出力で信号電力だけが減衰係数により同じ N_0 だけ変更されるためです ($S_{(in)}=D \cdot S_{(out)}$; $N_{(in)}=N_{(out)}$)。

$$SNR_{(OUT)} = \frac{SNR_{(IN)}}{D} \rightarrow F = D = \frac{SNR_{(IN)}}{SNR_{(OUT)}} \quad \text{ただしリニアな量[u]の場合}$$

抵抗損失ありの2端子では：(6) $SNR_{(OUT)} = SNR_{(IN)} - Losses$ ただし[dB]量の場合

2端子では：(7) $SNR_{(OUT)} = SNR_{(IN)} + NF$ ただし[dB]量の場合

(6)から(7)を減算すると、再び：**NF=減衰量[dB]**

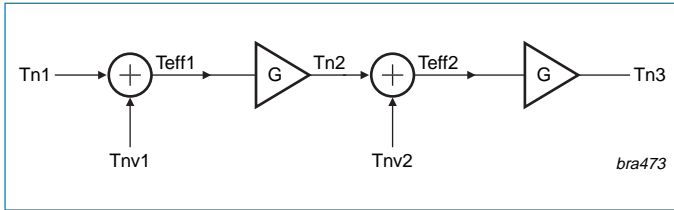
ケーブルと減衰器は白色ノイズのソースになります！

抵抗損失から発生するノイズの問題は、受動フィルタ、発振器で使われる共振子、ストリップラインなどの多くの回路で発生します。ストリップラインでは、周波数の依存電導性損失と誘電体損失があります。CADプログラムによっては、これらを別に定義することができます。

3.8 抵抗のノイズ温度

抵抗のノイズ温度は本体の温度に等しくなります。そのノイズ係数は $F = \frac{T_{(body)}}{T_0}$

3.9 ノイズ・ブロックのカスケード接続



$$(1) \quad T_{N2} = G_1 \cdot T_{eff1} = G_1 \cdot (T_{N1} + T_{NV1}) \quad \rightarrow \quad (2) \quad T_{N3} = G_2 \cdot T_{eff2} = G_2 \cdot (T_{N2} + T_{NV2})$$

(1)を(2)に代入すると、

$$(3) \quad T_{N3} = G_2 \cdot (G_1 \cdot (T_{N1} + T_{NV1}) + T_{NV2}) \quad \rightarrow \quad (4) \quad T_{N3} = G_2 \cdot G_1 \cdot (T_{N1} + T_{NV1}) + T_{NV2} \cdot G_2$$

$$(5) \quad T_{N3} = G_2 \cdot G_1 \cdot T_{N1} + G_2 \cdot G_1 \cdot T_{NV1} + T_{NV2} \cdot G_2$$

$$(6) \quad T_{N3} = G_2 \cdot G_1 \cdot \left(T_{N1} + T_{NV1} + \frac{T_{NV2}}{G_1} \right)$$

これは、等しい入力ノイズ温度 $T_{NV1} + T_{NV2}/G_1$ を持つアンプ(実効ゲイン= $G_1 \cdot G_2$)に等しくなります。
TN1は、Friisノイズ係数を求めるためにカスケード接続されたアンプに注入される基準温度です。

カスケード接続されたアンプのアンプ・ノイズ温度は次のようになります：

$$(7) \quad T_{Nveff} = T_{NV1} + \frac{T_{NV2}}{G_1} + \frac{T_{NV3}}{G_1 \cdot G_2} + \dots$$

(8) $T_N = F_Z \cdot T_0$ (8)に(7)を代入すると、実効システム・アクセス・ノイズ係数が得られます。 T_0 は相殺させることができます。

$$(9) \quad F_{Zveff} = F_{ZV1} + \frac{F_{ZNV2}}{G_1} + \frac{F_{ZV3}}{G_1 \cdot G_2} + \dots$$

$$(10) \quad F_Z = F_N - 1 \quad \rightarrow \quad (11) \quad F_{Nveff} - 1 = F_{NV1} - 1 + \frac{F_{NNV2} - 1}{G_1} + \frac{F_{NV3} - 1}{G_1 \cdot G_2} + \dots$$

実効システム・ノイズ係数は：

$$(12) \quad F_{Nveff} = F_{NV1} + \frac{F_{NV2} - 1}{G_1} + \frac{F_{NV3} - 1}{G_1 \cdot G_2} + \dots \quad \rightarrow \quad \text{ノイズ係数：(13) } NF_{eff} = 10dB \cdot \log(F_{Nveff})$$

3.10 例：メイン衛星レシーバ・システムのデザイン

レシーバ・システム($T_{SYS(eff)}$)はLNA ($G_1; T_{LNA}$)を内蔵した皿(T_{ANT})から構成され、その後ろに損失を持つケーブル(制動係数 $D_{cabel} = 1/G_2$; 温度 T_{cabel})が続ぎ、最後はSATレシーバ($G_3; T_{SATR}$)になります。

$$\text{ノイズ温度をカスケード接続する方式：(0) 《式》 } T_{Nveff} = T_{NV1} + \frac{T_{NV2}}{G_1} + \frac{T_{NV3}}{G_1 \cdot G_2} + \dots$$

このケースに適用すると：

$$T_{SYS(eff)} = T_{ANT} + T_{LNA} + \frac{T_{cabel}}{G_1} + \frac{T_{SATR}}{G_1 \cdot \frac{1}{D_{cabel}}}$$

(1) 《式》 (前の節から $T_{ANT} = T_{N1}$)

$$(2) T_{SYS(eff)} = T_{ANT} + T_{LNA} + \frac{T_{cabel}}{G_1} + \frac{T_{SATR}}{G_1 \cdot \frac{1}{D_{cabel}}}$$

ケーブルのノイズ係数は $T_{cabel} = T_0 \cdot (D_{cabel} - 1)$

$$(4) D_{cabel} = 10^{\left(\frac{\text{Loss in dB}}{10dB}\right)}$$

衛星システムの入力が関係するノイズ温度は：

$$(5) T_{SYS(eff)} = T_{ANT} + T_{LNA} + \frac{T_0 \cdot (D_{cabel} - 1)}{G_1} + \frac{D_{cabel} \cdot T_{SATR}}{G_1} \quad (\text{リニア量[u]})$$

実効システム・ノイズ係数は：(6) $F_{SYS(eff)} = 1 + \frac{T_{SYS(eff)}}{T_0}$ (アンテナの皿を含む)

ベースバンド・プロセッサ出力での許容最大ビット誤り率BER (復調済み信号)に対して、等価最小ベースバンドSNR_(SATRBB)を求めることができます。BER対SNRの関係は、使用される変調に依存します。皿入力でのSNR_(ANT)は、少なくとも係数F_{SYS(eff)}だけ優れている必要があります。

$$(7) SNR_{(ANT)} = F_{SYS(eff)} \cdot SNR_{(SATBB)} \quad (\text{リニア量[u]})$$

SATの皿での実効ノイズ電力次のように求めることができます：

$$(8) P_{N(ANT)} = K \cdot B \cdot T_{SYS(eff)}$$

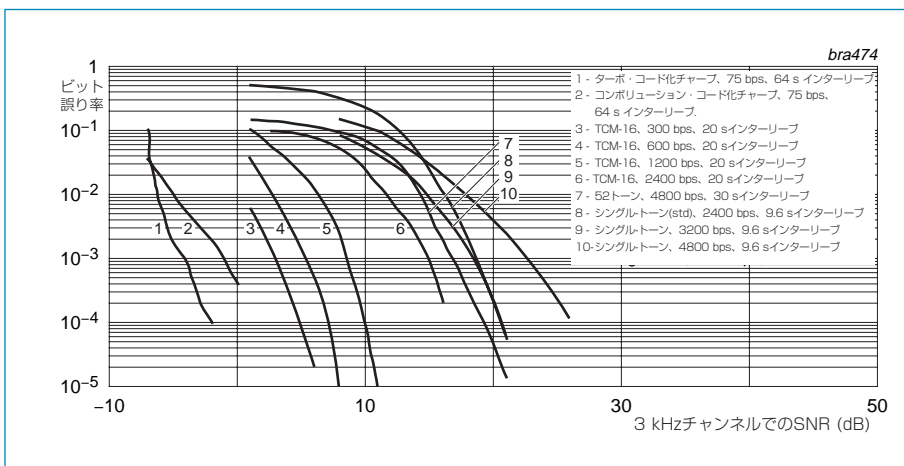
動作のための最小信号は次のように容易に求めることができます：

$$(9) P_{Sant(min)} = SNR_{(ANT)} \cdot P_{N(ANT)}$$

>P_{Sant(min)}のアンテナ信号電力はSATレシーバのベースバンド・プロセッサで最小BERを保証し、この量は要求されるBERに対するSATシステム感度になります。

ベースバンド・プロセッサ出力でのノイズ・フロアのレベルは次のように与えられます (10) $P_{Nflor(BB)} = \frac{P_{Sant(min)}}{SNR_{(SATBB)}} \cdot \frac{G_1 \cdot G_3}{D}$

[25, p8]でBERは、オーストラリア軍向けにModernized High Frequency Communications System (MHFCS)[1](プロジェクト名JP2043とも呼ばれています)をサポートするためDefense Science and Technology Organization (DSTO)からSNRの関数として与えられています。この作業では、予測したHFノイズとチャンネル歪みのキャラクタライゼーション、波形デザイン、プロトコル・デザイン、無線アクセス方式のデザイン、HFインターネット・サービスのプロビジョン、全体システム・デザイン、エンド・ユーザ・サービス性能のモデル化とシミュレーションなど広い範囲のトピックスをカバーしています。



3.11 アンテナ・ノイズ

アンテナ・ノイズは天空ノイズと呼ばれることもあります。アンテナは複数のソースからノイズを受信します[20, p5] :

- ・地上ノイズ(人工的ノイズ)ソース
- ・太陽ノイズ・ソース
- ・銀河系ソース
- ・アンテナ放射供給インピーダンスから発生するノイズ

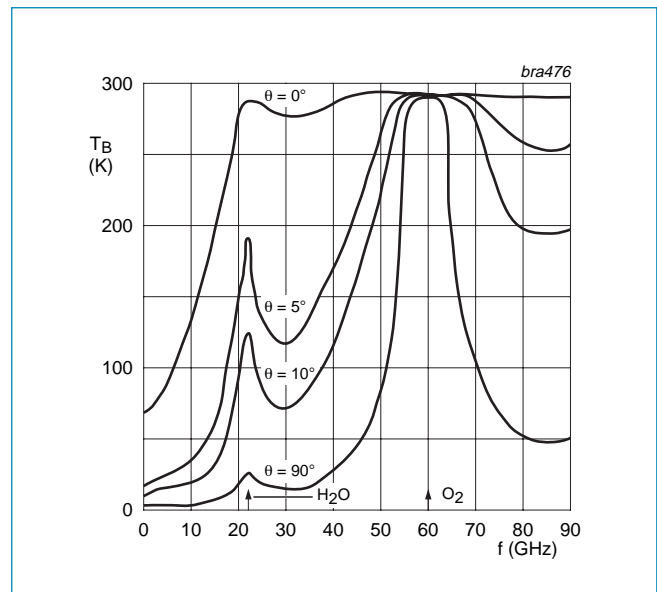
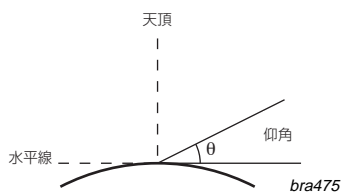
ノイズ・ソースのサイズは、アンテナ仰角、時刻、太陽活動、周波数に依存します。これらのノイズは、アンテナの熱ノイズ温度の増加としてモデル化されます。

| 周波数範囲 | 空中温度 | 原因 |
|----------------|------------|--|
| 30KHz - 300KHz | >108K | 非常に高い大気ノイズ |
| 300KHz - 3MHz | >108K | 高い大気ノイズ |
| 3MHz - 30MHz | 108 - 105K | 大気ノイズ |
| 30MHz - 300MHz | 105 - 103K | 高い銀河系ノイズ |
| 300MHz - 3GHz | 103 - 10K | 銀河系ノイズと宇宙背景ノイズ |
| 3GHz - 30GHz | 10 - 100K | 大気の熱ノイズ、O ₂ 、H ₂ O共振 |
| <30MHz | | 雷または「大気」から発生するノイズ |
| 30MHz to 1GHz | | 銀河系または宇宙ノイズ |
| 1GHz to 10GHz | | ノイズは大気中で発生。垂直アンテナは、水平アンテナより低いノイズを受信。天空ノイズ温度は、宇宙背景放射(ビッグバンのなごり)により設定される最小3Kに近付きます。 |
| 2GHz to 8GHz | | 電波望遠鏡と宇宙テレメータで使われる低ノイズ・ウインドウ |
| >10GHz | | ノイズ温度は水蒸気と酸素分子の共振効果(O ₂ H ₂ O共振)によりピークまで上昇し、最終的に約290ケルビンの安定した値に達します。 |

[21, p2]では、アンテナは表面温度に対応する広帯域"黒体"ノイズを放射すると述べられています。アンテナのビームがノイズのビームより狭い場合、そのアンテナはノイズ温度 $T_b=290k$ の背景を「見る」ことになります。衛星の皿型アンテナを地表に向けて地表の黒体ノイズのみを受信する場合、アンテナ温度は $T_{ANT}=290K$ になります。アンテナのビーム・ループが地球のノイズのみを見込む場合、実効アンテナ温度は、メイン・ループ内の関係する全温度ノイズ・ソースの定格共有和になります。

$$T_{ANT(eff)} = k_1 \cdot T_b + k_2 \cdot T_{SKY} + \dots$$

TSKYの例を上表に示します。



ITU (International Telecommunication Union)は、周波数に依存する空電(CCIRレポート322)と人口ノイズ(CCIRレポート258-4)を定義しました。

詳細については、例えば次をご覧ください :

<http://www.veron.nl/tech/noise/noiserefs.htm> <http://www.spawar.navy.mil/sti/publications/pubs/td/2813/nradtd2813homepg.html>

<http://www.spawar.navy.mil/sti/publications/pubs/td/2813/nradtd2813homepg.html>

[24, p5-6]によると、アンテナ・ノイズ係数 F_a の統計的な振る舞いは、ガウス分布を持つランダム変数が標準偏差に等しい傾きを持つ直線を形成し、中央値が平均値に等しい通常の確率グラフに分布をプロットすることにより表示することができます。このグラフは、郊外環境、住宅環境、またはビジネス環境のアンテナ・ノイズ係数 F_{am} の中央値を求めるときに使用します。 F_a の詳しい解析には、時間内変動性、時間間変動性、ロケーション-ロケーション間変動性の決定が含まれています。

$$F_a = F - F_r - 1$$

F はノイズ係数の測定値

F_r はレシーバ・ノイズ係数

F_a はアンテナ・ノイズ係数

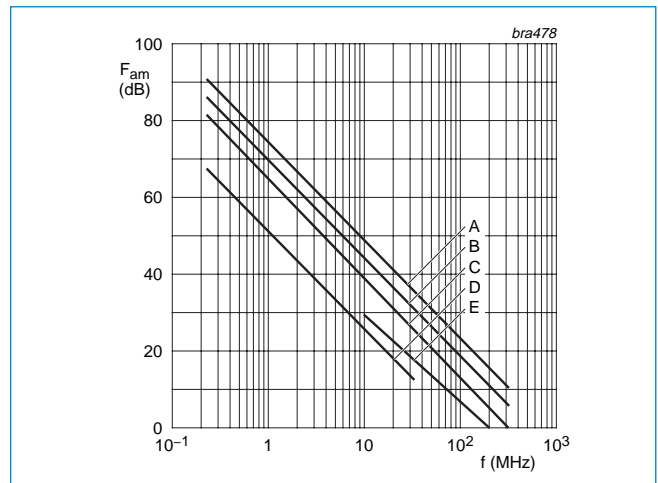
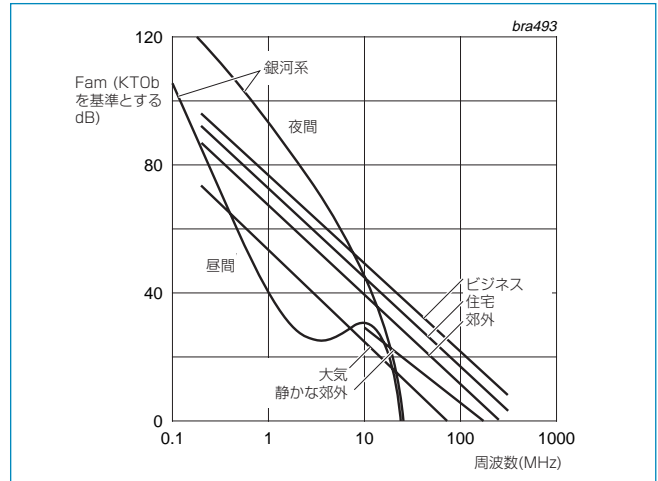
隣接するのは人工放射から発生する平均干渉電力であり、理想的なGNDアースを持つ短い垂直アンテナで受信されます[26, p5] (acc. ITU-R P.372-7 'Radio noise', Figure 10)。

$$F_{am} = c - d \cdot \log(f)$$

F_{am} はdB表示

f はMHz表示

| 環境 | c | d |
|--------------|------|------|
| ビジネス地域(軌跡A) | 76.8 | 27.7 |
| 郊外地域(軌跡B) | 72.5 | 27.7 |
| 田園地域(軌跡C) | 67.2 | 27.7 |
| 静かな田園地域(軌跡D) | 53.6 | 28.6 |
| 銀河系ノイズ(軌跡E) | 52 | 23 |



3.12 例：レーダー・システム

- アンテナ： $T_q=350K$
- レシーバ： $T_v=380K$
- 帯域幅： $BW=1\text{ MHz}$
- ゲイン： $G=100\text{ dB}$
- ベースバンド： $SNR_{(OUT)}=10\text{ dB}$

温度に関する実効システム入力： $T_{SYS} = T_q + T_v = 350K + 380K = 730K$

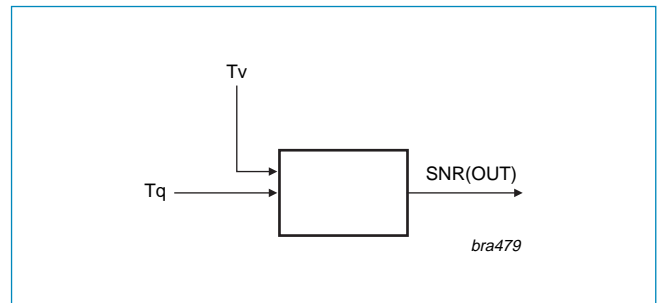
T_q はソースであるため、ノイズ温度に重み付けしないで追加できます。

$$F = \frac{1}{G} \cdot \frac{P_{N2}}{P_{M1}}$$

$$G \cdot F = \frac{G \cdot K \cdot B \cdot T_q + G \cdot K \cdot B \cdot T_v}{K \cdot B \cdot T_q}$$

$$F = 1 + \frac{T_v}{T_q} = \frac{T_{SYS}}{T_q}$$

T_v =アンプ T_q =アンテナ



$$F = \frac{730K}{350K} = 2.09$$

$$SNR_{(IN)} = F \cdot SNR_{(OUT)} = 2.09 \cdot 10 = 20.9 \quad \cong 13.2dB$$

$$F_{IN} = \frac{P_{sig}}{P_n} \quad P_n = K \cdot T_{sys} \cdot BW = 1.381 \cdot 10^{-23} Ws/K \cdot 730K \cdot 1MHz = 10.08 \cdot 10^{-15} W$$

$$P_{sig} = P_n \cdot F_{IN} = 10.08 \cdot 10^{-15} W \cdot 20.9 = 210 \cdot 10^{-15} W \quad \cong -96.8dBm$$

$$P_{sig(OUT)} = P_{sig(IN)} \cdot G = -96.8dBm + 100dB = -3.2dBm$$

3.13 ノイズ温度に関係する入力と出力

アンプの実効入力ノイズ温度 T_{eff} を使うことができます。 T_{eff} は、ソース・ノイズ温度 T_{source} とアンプ自体が発生する等価入力ノイズ温度 T_V の和です。

$$F = \frac{T_{eff(IN)}}{T_{source}} = \frac{T_{source} + T_V}{T_{source}} = 1 + \frac{T_V}{T_{source}}$$

T_{eff} は、ノイズのないゲイン・ブロックを基準とした、システムに関する全ノイズ・ソースの和です。このゲイン・ブロックは、等価入力に関するノイズ温度 T_V を使ってノイズなしにしてあります。

出力に関する実効ノイズ温度は：

$$T_{eff(OUT)} = G \cdot T_{eff(IN)}$$

ただし対象は $NF=0dB$ の等価ゲイン・ブロック。実効出力ノイズ電力は：

$$P_{Neff(OUT)} = K \cdot T_{eff(IN)} \cdot B \cdot G$$

ここで、 G はアンプのゲイン。

3.14 アンプ・ソースがノイズを持つジェネレータの場合

$$T_{eff} = T_g + T_V$$

$$F_{sys} = \frac{T_{eff}}{T_g} = 1 + \frac{T_V}{T_g}$$

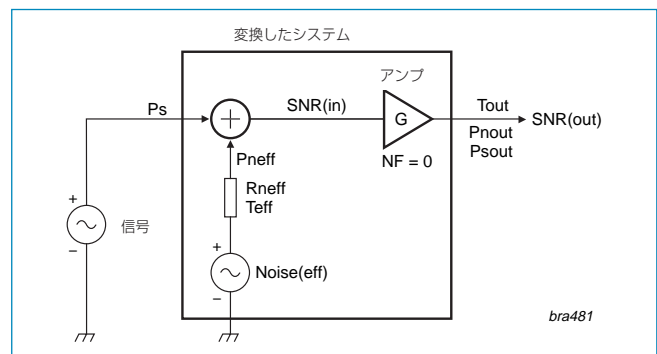
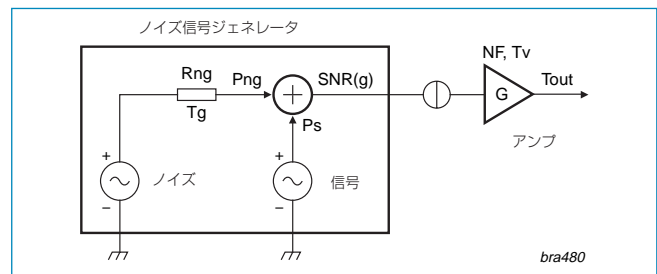
$$T_{OUT} = G \cdot T_{eff}$$

$$SNR_{(IN)} = \frac{P_{S(IN)}}{P_{Neff(IN)}}$$

$$P_{Nout} = G \cdot (K \cdot B \cdot T_{eff})$$

$$SNR_{(OUT)} = \frac{G \cdot P_{S(IN)}}{P_{Nout}} = \frac{G \cdot P_{S(IN)}}{G \cdot (K \cdot B \cdot T_{eff})}$$

$$SNR_{(OUT)} = \frac{P_{S(IN)}}{K \cdot B \cdot T_{eff}}$$



3.15 ノイズ係数、ノイズ温度、レシーバ感度

T_e は2端子(例えばレシーバ)の等価ノイズ温度です。2端子(4極デバイス)のノイズ係数 F は、一般に290K (ときには300k)の基準温度(室温)に対して求められます。

$$(1) \quad F = 1 + \frac{T_e}{T_0} \qquad (2) \quad NF = 10dB \cdot \log(F)$$

T_e は理論的な抵抗の温度であり、ノイズを持つ2端子自体と同じ2端子出力ノイズ電力を発生します。1 Hz帯域幅のノイズ電力は：

$$P_{N(1Hz)} = K \cdot T = 1.3806226 \cdot 10^{-23} Ws/K \cdot 290K = 4 \cdot 10^{-18} mW \qquad \cong \quad -174dBm$$

ノイズ係数NF (dB)を持つレシーバは次の等価入力ノイズ電力を持ちます。

$$P_{NiRec}/dBm = -174dBm + 10dB \cdot \log(B_{noise}/1Hz) + NF/dB$$

これは、レシーバのノイズ・フロアと呼ばれています。式内の用語「+ NF」はSNRの定義から由来しています：

$$SNR_{(IN)} = SNR_{(OUT)} + NF$$

最小検出可能信号MDSは、少なくともレシーバのノイズ・フロアMDS= P_{niRec} を超える必要があります。

$$MDS/dBm = -174dBm + 10dB \cdot \log(B_{noise}/1Hz) + NF/dB$$

3次相互変調のないダイナミックレンジIMD3は、信号を処理して歪みなしで検出できる範囲です。

$$SFDR = IMD3 = IP3 - MDS \quad \text{表示はdBm}$$

A/Dコンバータ(ADC)でも、スプリアス・フリー・ダイナミックレンジ(SFDR)という用語が使われています。ADCのノイズ・フロアは、擬似ランダム量子化ノイズで終端されたバイナリ分解能を使って評価されます。これはADCもノイズ係数を持つことを意味しています。このNFから、ADCの出力信号対ノイズの関係 $SNR_{(OUT)} = SNR_{(IN)} - NF$ (dB表示)が発生します。これはデジタル・ベースバンドを処理するDSPを使ったレシーバ・システム解析に使われます。ADCは、復調器の後ろまたは(最新デザインでは)アナログ復調器の代わりにIFレールの終わりに置くことができます。

文献によっては、ノイズ・フロア電力密度(NFPD)という用語を使う場合もあります。これは、レシーバ・ノイズ・フロアが理論的な1 Hz幅のガウシアン・フィルタ内で終端された等価ノイズ温度です。

$$NFPD = -174dBm + NF \quad \text{dBm表示}$$

$$NFPD = MDS - 10 \log(B_{noise}) \quad \text{dBm表示} \parallel$$

3.16 半導体デバイスのノイズ・ソース

ノイズ・ソースは、ノイズ係数により定義することができます：

$$\text{ノイズ電圧ソース：} \quad F = \frac{\bar{U}_r^2}{4 \cdot k \cdot T \cdot B \cdot R} \qquad \text{ノイズ電流ソース：} \quad F = \frac{\bar{I}_r^2 \cdot R}{4 \cdot k \cdot T \cdot B}$$

U_r^2 と I_r^2 は、等価ノイズ・ソースの2乗値です[2]。
Rはノイズ・ソース・ジェネレータの抵抗。

uとiは $P_N = \bar{i} \cdot \bar{u} = k \cdot T \cdot B$ の関係から得られます。ただし $\bar{u} = \bar{i} \cdot R$ 次式に到達します。

$$P_N = \bar{i} \cdot \bar{u} = \bar{i}^2 \cdot R = k \cdot T \cdot B$$

負荷に供給されるノイズ電力の大きさは異なります。これは電力整合のためで、電流と電圧は1/2になります：

$$P_{an} = \frac{i_n}{2} \cdot \frac{u_n}{2} = \frac{1}{4} \cdot i_n \cdot v_n$$

ノイズ・ソース電流：
$$\bar{i} = \sqrt{\frac{4 \cdot k \cdot T}{R}} \cdot \sqrt{B}$$

ノイズ・ソース電圧：
$$\bar{u} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R} \cdot \sqrt{B}$$

実効ノイズ電圧：
$$\bar{v}_n^2$$
 単位 [V²]

電力ノイズ・スペクトル密度 $\frac{P_{an}}{B}$

電圧ノイズ・スペクトル密度：
$$S_{mv} = \frac{\bar{v}_n^2}{B} = 4 \cdot K \cdot T \cdot R$$
 単位 [V²/Hz] [5]

等価ノイズ電圧：
$$E_{mv} = \sqrt{S_{mv}} = \sqrt{\frac{\bar{v}_n^2}{B}}$$
 単位 [V/√Hz] [5]

電流ノイズ・スペクトル密度：
$$S_{ni} = \frac{\bar{i}^2}{B} = \frac{\left(\bar{i} = \sqrt{\frac{4 \cdot K \cdot T}{R}} \cdot \sqrt{B} \right)^2}{B} = \frac{4 \cdot K \cdot T \cdot B}{B} = 4 \cdot K \cdot T \cdot \frac{1}{R}$$

ノイズ・スペクトル：
$$C_{i(f)}$$

ショット・ノイズ：
$$C_{i(f)}^{NF} \approx 2 \cdot e \cdot I$$
 NF = モデル・パラメータ

ショット・ノイズ電流：
$$I_N = \sqrt{2 \cdot q \cdot I_D \cdot B}$$
 PN接合で発生[33, p42]

ショート・ノイズ電圧：
$$V_N = I_N \cdot r_{PN} = I_N \cdot \frac{K \cdot T}{q \cdot I_E} \approx \frac{I_N}{g_m}$$
 rPNについては[34, p77]を参照

電子電荷：
rPN=ダイナミック接合インピーダンス(ベース-エミッタ・ダイオード)
e=q=1.6 · 10⁻¹⁹クーロン; 1C=1J/ケルビン

トランジスタ・フォワード・相互コンダクタンス：
$$g_m = \frac{q \cdot I_C}{K \cdot T} = \frac{I_C}{I_E \cdot r_{PN}} = \frac{h_{fe}}{r_{PN} \cdot (1 + h_{fe})} \approx \frac{1}{r_{PN}}$$
 (小信号) :

生成再結合ノイズ：
$$C_{(f)} = KB \cdot \frac{I^{AB}}{1 + \left(\frac{f}{FB} \right)^2}$$
 KB, AB, FB =モデル・パラメータ

生成-再結合ノイズは、結合ノイズ、再結合ノイズ、バースト・ノイズ、ポップコーン・ノイズとも呼ばれています

フリッカ・ノイズ：
$$C_{\left(\frac{V}{f}\right)} = KF \cdot \frac{I^{AF}}{f^b}$$
 AF, KF, b=モデル・パラメータ「B」
通常B=1

ショット・ノイズとフリッカ・ノイズは、余剰ノイズと呼ばれることがあります。

フリッカ・ノイズ電流：
$$I_N = \sqrt{m \cdot \frac{I^{AF}}{f^b} \cdot B}$$
 [34, p44-45]

フリッカ・ノイズ= 1/fノイズ

ヘテロダイン処理された1次フリッカ・ノイズ(1/fノイズ)と広帯域白色ノイズ対周波数の粗いモデルは[10, p149]に記載されています：

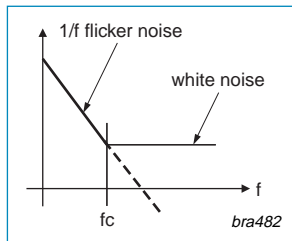
$$P_{\Sigma} = P_{N(white)} + P_{N(flicker)} \approx K \cdot T \cdot B \cdot \left(1 + \frac{f_c}{f} \right)$$

f_c = フリッカ・ノイズのコーナー周波数

白色ノイズは：

$$P_{N(white)} = K \cdot T \cdot B$$

この図は、例えばトランジスタのノイズ電力対周波数を示しています。発振器で、このノイズ分布がキャリアを包みます。



さらに正確なモデリングは、高次多項式電力密度式で使われます[10, p149]：

$$F_{SC} = F_{SemicNoise} \approx \frac{1}{\delta f^0} + \frac{1}{\delta f^1} + \frac{1}{\delta f^2} + \frac{1}{\delta f^3} + \frac{1}{\delta f^4}$$

$$F_{SC} \approx 1 + \frac{1}{\delta f^1} + \frac{1}{\delta f^2} + \frac{1}{\delta f^3} + \frac{1}{\delta f^4}$$

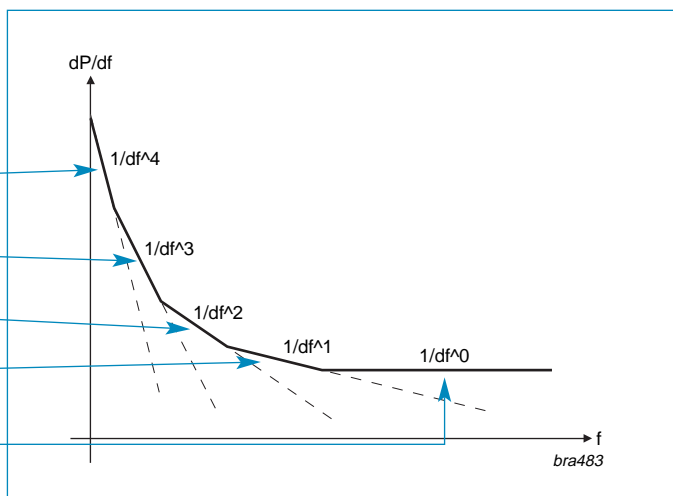
FMランダム・ウォーク・ノイズ：(1/δf⁴)

FMフリッカ・ノイズ：(1/δf³)

ランダム・ウォーク・ノイズおよび白色FMノイズ：(1/δf²)

PMフリッカ・ノイズ：(1/δf¹)

白色ナイキスト・ノイズ・フロア：(1/δf⁰)



異なるノイズ・エンベロープ選択の原因：

共振子のPMノイズは、1/f²周波数応答を持つFM変調を発生させます。この1/f² FM変調は1/f³カーブを持つPM変調に戻すことができます。温度の不安定性とマイクロフォン(機械的)ノイズは、1/f²ノイズ・サイドバンドを持ついわゆるランダム・ウォーク・ノイズを発生させます。これは1/f³ FMノイズに変換することができます。

出典[19, p250-252]

| スペクトル・エンベロープのタンジェント | 名前 | 原因 |
|---------------------|-------------|--|
| 1/f ⁴ | ランダム・ウォークFM | 発振器に影響を与える外部物理環境。機械的衝撃、振動、温度など。 |
| 1/f ³ | フリッカFM | 能動発振器の物理的共振メカニズム、電子回路、電源、環境特性に使われる部品のデザインまたは選択。高い品質発振器では、1/f ² ノイズまたは1/fノイズと表示されます。 |
| 1/f ² | 白色FM | 白色周波数、周波数のランダム・ウォーク。セシウムやラジウム周波数標準のような受動共振子周波数標準のノイズ |
| 1/f ¹ | フリッカφM | 位相のフリッカ変調。高品質発振器で一般的。次のステージのノイズの多い電子機器から混入。発振器キャリアまたは通信器を増幅するアンプ。 |
| 1/f ⁰ | 白色φM | フリッカφMと同様の方法で発生。一般に遅れたアンプ・ステージから発生。出力の狭帯域フィルタが効果的。 |

3.17 ノイズ成分の周波数範囲

| ノイズ・タイプ | ノイズ現象の原因 | 周波数範囲 | ノイズ・スペクトルのエンベロープ |
|--------------------------|---|---------------------------------------|---------------------|
| 白色(熱)(ナイキスト)ノイズ | 抵抗性素子ないの熱励起キャリアのランダム移動 | | 一定 |
| ピンク・ノイズ | 周波数依存 P_N | | $F(f)$ |
| ショット(ショットキ)ノイズ | DC電流は、電荷キャリアのランダム移送に起因する個々の電流インパルスを持つランダム空間電荷領域を発生させます。[33, p42]によれば、電位障壁(PN接合)を通過する電子流の粒子性により発生。 | 10 ⁴ Hz~10 ⁹ Hz | F^1C ≒白色 |
| ポプコーン(バースト)ノイズ | キャリアのランダム生成/再生成および異なる半導体電位間の変動 | 100Hz以下 | $F=1/f^2$ |
| フリッカ1/f(コンタクト)(ジョンソン)ノイズ | 半導体結晶内の格子欠陥でのランダム再結合効果:拡散領域の境界または材料表面 | 100Hz~1KHz, 10Hz~100Hzまでが最も関係する | $F=1/f$ |
| パークハエゼン・ノイズ | DCバイアスされた磁気物質でのノイズ[11, p61] | | |
| アバランシェ・ノイズ[18] | 逆ブレイクダウン・モードで動作するPN接合で発生。非常に高い運動エネルギーを持つ電子が結晶原子と衝突して電子ホールを発生。 | | ショット・ノイズの似ているが強度が強い |

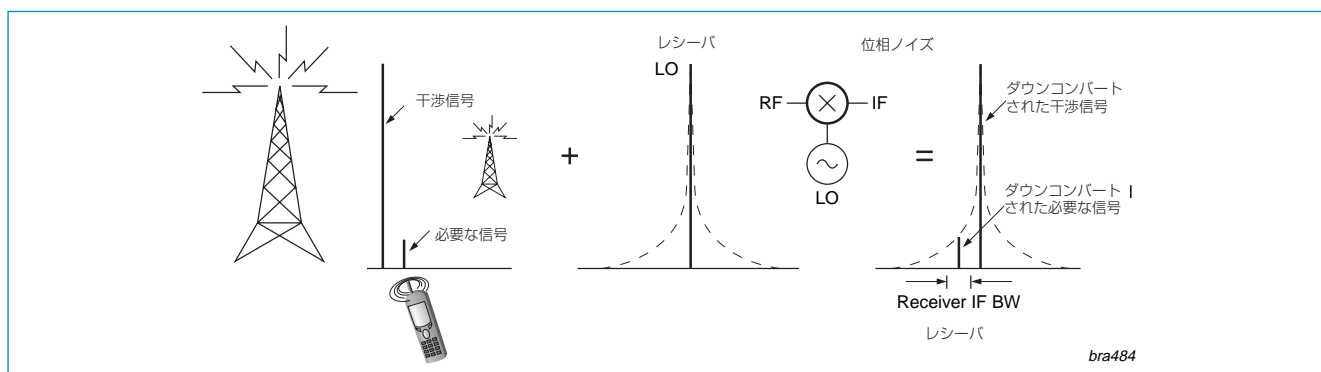
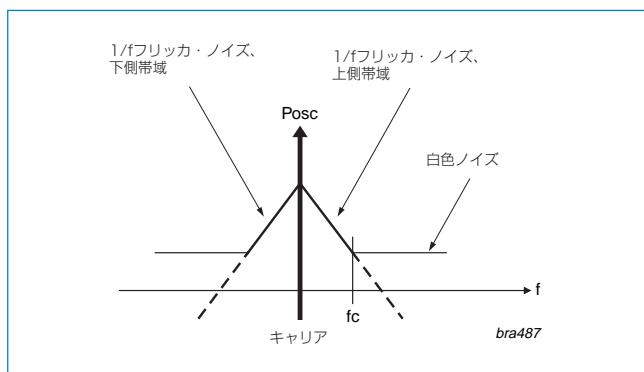
アクセスリ・ノイズ係数を使って理論的にノイズがない2端子モデルがモデル化されます。このモデルは、ソースからの入力信号と前のノイズを持つ2端子と同じ出力ノイズ電力を発生する入力ノイズ・ソースを持っています。

3.18 発振器とミキサのサイドバンド・ノイズ

発振器とミキサでは、シングル・サイドバンドSSBノイズとダブル・サイドバンドDSBノイズが測定できます。実際には、両サイドバンドは等しい必要はありません。

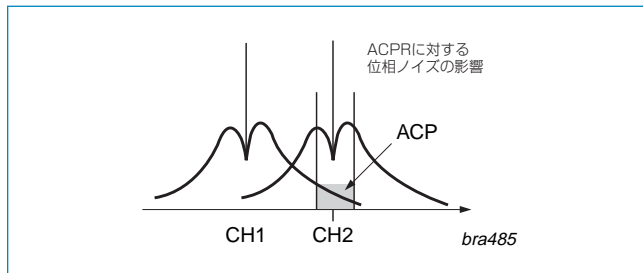
1/f (フリッカ・ノイズ)コーナ周波数 f_c :

オペアンプ(Siトランジスタ)では10Hz~100Hzです。 f_c を超えると、1/fノイズは白色ナイキスト・ノイズ・フロアに近付きます。コーナ周波数は、製造プロセス、アプリケーション条件、温度、DCバイアスに依存します[34, p46]。GaAsやIGaPのようなIII-Vグループ・デバイス、Siデバイスよりはるかに大きな f_c を持っています。したがって、フィリップスの第5世代(例えばBFG425W)と第4.5世代(例えばBFG325W)ファミリのSi-WBTは、マイクロ波発振器への使用に適しています。これは、キャリアに近いサイドバンドで支配的なフリッカ・ノイズが、III-V半導体製品でよりもダブルポリSiトランジスタの方がはるかに優れているためです。すなわち $f_{c(Si)} \ll f_{c(III-V)}$ です。優れたシンセサイザは特に発振器キャリアを困むサイドバンド・ノイズを改善します。これは部分的にPLLフィルタの帯域幅に依存します。



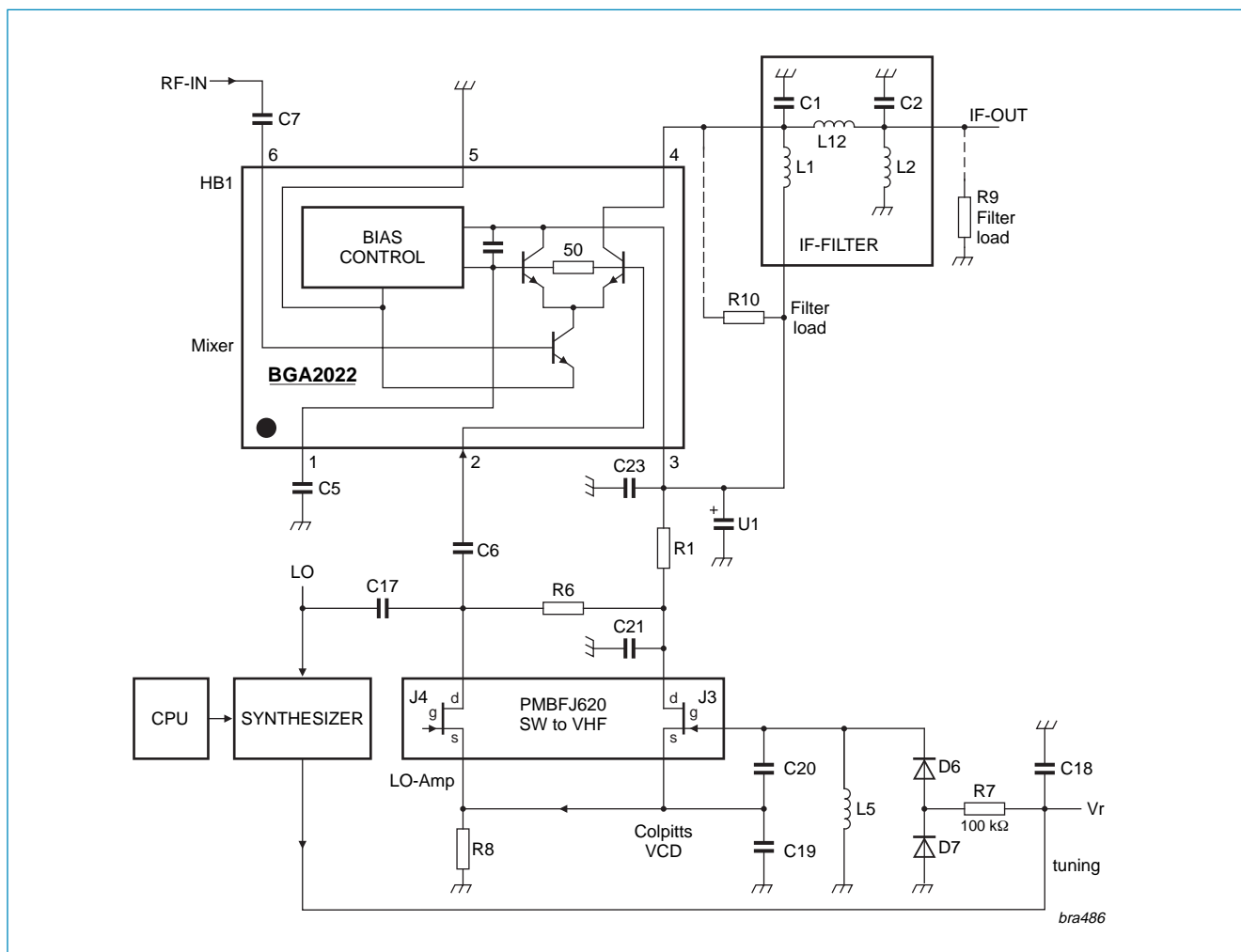
発振器のサイドバンド・ノイズのレシーバ選択度に対する影響を上図に示します[35, p2]。クリーンな発振器キャリアは変換された必要な信号のみを発生してIFフィルタへ渡します。サイドバンド・ノイズに起因して、不要な信号もIFバンドへ変換されます。サイドバンド・ノイズはジッタを発生させるためBERが増加します。

トランスミッタの発振器では、キャリア・ノイズが次の隣接チャンネルへ注入されるチャンネル電力を発生します[35, p2]。



ミキサーと発振器は、当社のデュアル・ゲートMOSFET、JFET、MMIC、RFトランジスタを使って構成することができます。一例として、フィリップス半導体はMMICミキサー**BGA2022** (半平衡構造)を提供しています。

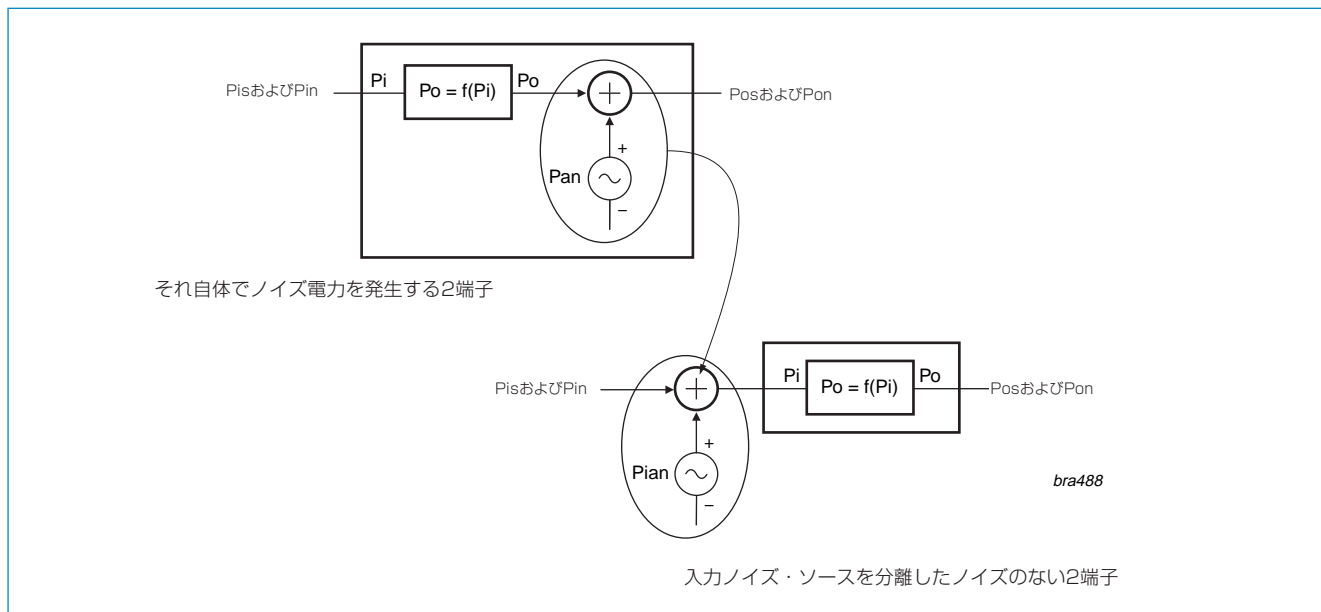
バリキャップ同調のJFET VCOを使ったミキサーの考え方を次の図に示します。この例では**PMBFJ620**を使っています。このデバイスは、DCからオーディオ、さらにVHF範囲までの様々なアプリケーションで使用することができます。



発振器J3は、低出力インピーダンスを持つ従来型の一般的なダリン-コルピツ回路で動作します。LOバッファとアンプJ4は、差動アンプ回路のような一般的なゲート回路で動作します。ソースを共用することもできます。両FETは $V_{GS} < 0V$ でセルフバイアスされています。対称的なD6、D7バラクタ・チューニング回路が高調波、DC整流によるドリフト、温度の影響を軽減し、下側 $V_r = 0V$ までのチューニング電圧範囲を提供します。実質的にGate-J3とGNDの間にダイオードが必要とされます。タップ付きのC19/C20とL5による変成器共振子が正帰還を設定します。C19とC20はD6とD7に並列であるため、周波数変動範囲が小さくなっています。位相ノイズを減らすために、バラクタの電圧チューニング範囲を最大にする必要があります。並列コンデンサは、L5、C19、C20、CGS、J3の並列CGDに対する所要周波数変動範囲を狭くします。非常に高い周波数では、ハーレー構成(タップ付きL)が有望です。これは、ナイキスト・ノイズを発生させるR8を削除できるためです。

2個のPMBFJ620 JFETを採用した、線形性の優れた受動ダブル平衡ミキサー(DBM)を次に示します。V_{DS}=0であるため、各FETはリニア(抵抗性)モードで動作します。LO振幅は、FETをクリアなスイッチ・モードで駆動する必要があります。アプリケーションには、アップコンバージョン・ミキサー、ダウンコンバージョン・ミキサー、位相コンパレータ、周波数ダブラーが含まれます。バランTx1~Tx3は、非平衡信号を平衡信号に変換するため、およびインピーダンス変換のために使われます。平衡信号(DCなし)が使用可能な場合、バランなしで4個のFETに直接接続することができます。IP3をさらに向上させるためには、複数のDBMを結合することができます。これは受動ミキサーであるため、挿入損失ILを持っています。ノイズ係数はほぼ1Lに等しく、DC電源電流がないため、半導体ショット・ノイズが削減されます。

3.19 入力換算等価ノイズ・ソース



2端子の等価ノイズ電力は：

$$P_N = K \cdot T \cdot B$$

$$P_N = K \cdot T \cdot B \quad \text{ただし } K = 1.3806226 \cdot 10^{-23} \text{Ws/K}$$

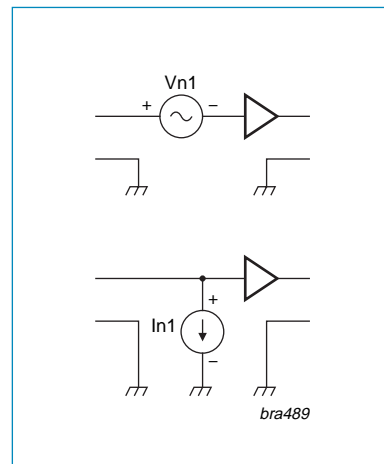
$$\frac{P_N}{1mW} = 1.3806226 \cdot 10^{-23} \text{Ws/K} \cdot 300 \text{Kelvin} \cdot B \cdot \frac{1}{1mW} \quad |10 \log|$$

$$\frac{P_N}{dBm} = -174 \text{dBm/Hz} + 10 \log(B_{noise} / \text{Hz})$$

2端子の入力換算等価ノイズ・フロア：

$$\frac{P_{Ni}}{dBm} = -174 \text{dBm/Hz} + 10 \log(B_{noise} / \text{Hz}) + NF / \text{dB}$$

この関係はレシーバとスペクトル・アナライザで、これらのシステムの感度を規定するために使用されます。



復調に対する信号の最小電力は、少なくともノイズ・フロアを超える必要があります。この値はいわゆる最小検出可能信号MDS [10, p118]です。

$$MDS = -174 \text{dBm/Hz} + 10 \log(B_{noise} / \text{Hz}) + NF / \text{dB}$$

$$\text{レシーバの2トーン・ダイナミック・レンジ} [12, p113]: \quad DR / \text{dB} = \frac{2}{3} (IP3 / \text{dBm} - MDS / \text{dBm})$$

このDR式は、ダイナミック・レンジの下限はレシーバ感度で、上限は歪みで、それぞれ決定されることを表しています。

参考文献—ノイズの基礎

- [1] Becker, Bonfig, Höing, Handbuch Elektrische Meßtechnik, Hüthig / Hewlett Packard, 1998, page 558-565
- [2] SPICE, E.E.E. Hofer, H. Nielinger, Springer-Verlag, 1985, page 101-102
- [3] SPICE, A guide to circuit simulation & analysis using PSpice, P. W. Tuinenga, Prentice Hall, 2nd ed. 1988, page 111
- [4] Agilent, ADS, Diode_Model (PN-Junction Diode Model), page 7,
http://eesof.tm.agilent.com/docs/iccap2002/MDLGBOOK/7DEVICE_MODELING/2DIODE/PUBLICATIONS/ADS_docu.pdf
- [5] Agilent Technologies, München, F. Sischka, 2002, „1/f Noise Modeling for Semiconductors’,
http://eesof.tm.agilent.com/docs/iccap2002/MDLGBOOK/7DEVICE_MODELING/6NOISE/NOISEdoc.pdf
- [6] http://www.ce.web.cern.ch/wwwce/newsletter/issue21/cse21_noisePSpice.pdf
- [7] MicroSim Corporation, The Design Center, Circuit Analysis - Reference Manual, Ver. 5.3, Jan. 1993, page 114-118
- [8] <http://scienceworld.wolfram.com/physics/ElectronCharge.html>
- [9] Hoffmann, Hochfrequenztechnik, Ein systemtheoretischer Zugang, Springer, 1997
- [10] Thumm/Wiesbeck/Kern, Hochfrequenzmeßtechnik, Verfahren und Meßsysteme, Teubner, 1997
- [11] Ulrich L. Rohde, J. Whitaker, T.T.N. Bucher, Communications Receivers, 1997, 2nd edition
- [12] W. Hagward, D. DeMaw, Solide State Design for radio amateurs, ARRL, 1986
- [13] ifr, 006. All you need about SINAD, www.ifrsys.com/news/articles/data/sinad.htm, 28.8.2002
- [14] Densitron Microwave Limited
- [15] Noise/Com, catalog Noise Figure Measurement Devices
- [16] Signetics GmbH, Integrierte Schaltungen, ‘Das Signetics-Rauschverfahren am TBA120S’, 4.6.1975
- [17] Signetics, ‘An analog technology presentation’, Signetics Corporation, 1977
- [18] Texas Instruments, Application Report Noise in Operational Amplifiers, SLVA043, 1998
- [19] INFRARED AND MILLIMETER WAVES. VOL. II, Copyright © 1984 Academic Press. Reprinted, with permission, from Infrared and Millimeter Waves, Vol. 11, pp. 239-289, 1984. CHAPTER 7, Phase Noise and AM Noise Measurements in the Frequency Domain, Algie L. Lance, Wendell D. Seal. and Frederik Labaar TRW Operations and Support Group One Space Park Redondo Beach. California, Tn190.pdf
- [20] Heriot-Watt University Edinburgh, Electrical, Electronic & Computer Engineering, ‘Digital Communications 5 - Noise in Communication Systems’, Feb. 2003, CI_5_03.doc
- [21] Veron, Antenna and Receiver Noise, D. B. Lesson, 2002, <http://www.veron.nl/amrad/art/sysnoise.pdf>
- [22] The Search for Extraterrestrial Intelligence, NASA SP-419, 1977, <http://history.nasa.gov/SP-419/sp419.htm>
- [23] Rothammels Antennenbuch, 12. Auflage, Alois Krischle, DARC Verlag
- [24] Man-Made Noise in the 136 to 138-MHz VHF Meteorological Satellite Band, Robert J. Achatz, Yeh Lo Peter B. Papazian, Roger A. Dalke, George A. Hufford, U.S. DEPARTMENT OF COMMERCE William M. Daley, 1997,
<http://www.its.bldrdoc.gov/pub/ntia-rpt/98-355/report.pdf>
- [25] RESEARCH TO SUPPORT THE SYSTEMS ENGINEERING OF THE MODERNISED HIGH FREQUENCY COMMUNICATION SYSTEM, S C Cook, B Vyden, J Sunde and J Ball, ACTE, University of South Australia, The Levels Campus, Mawson Lakes, SA, 5095 Defence Science and Technology Organisation, PO Box 1500 Salisbury, SA 5081,
<http://www.unisa.edu.au/seec/pubs/98papers/Research%20to%20support%20the%20systems%20engineering%20of%20MHFCS.pdf>
- [26] Deutscher Amateur-Radio-Club e.V., Referat für Öffentlichkeitsarbeit, Erläuterungen zum Gutachten der Radio Niederlande vom 3. Mai 2002, Radio Nederland Wereldomroep, Programme Distribution Department Boy Kentrop, <http://www.darc.de/aktuell/plc/pdf/studie.pdf>
- [27] Rudolf Mäusl, Digitale Modulationverfahren, 3. Auflage, 1991, Hüthig
- [28] Conrad Electronic, ‘Satelliten Fernsehen, Alle Programme, Technik Montage Betrieb, Poster’
- [30] Agilent, Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements, Application Note 57-1, 5952-8255E.pdf
- [31] Low Frequency Indoor Radiolocation, Matthew Stephen Reynolds, Doctor of Philosophy, MASSACHUSETTS INSTITUTE OF TECHNOLOGY, February 2003, 03.02.reynolds.pdf
- [32] Fachhochschule Ulm, Prof. Petri, Mikrowellentechnik, Sep. 03, http://www.rz.fh-ulm.de/~petri/MIWT67_109.PDF
- [33] Joshua Israelsohn, Technical Editor, Noise 101, EDN, January 8, 2004, <http://www.edn.com/contents/images/371088.pdf>
- [34] H. R. Camenzind, Circuit design for integrated electronics, Addison-Wesley, 1968
- [35] Agilent, Application Note, 7 Hints for Making Innovative Signal Source Measurements in Wireless RF Design and Verification Using the Signal Source Analyzer, 5989-1618EN.pdf
- [36] ‘Introduction GPS Front-End’, 5th Edition Philips RF-Manual, Appendix C, A. Fix, October 2004

4. RFブロックのカスケード接続の性能

4.1 レシーバのダイナミック・レンジ

復調に対する信号の最小電力は、少なくともノイズ・フロアを超える必要があります[10, p118]。

この値はいわゆる最小検出可能信号です。 $MDS/dBm = -174 dBm/Hz + 10\log(B_{noise}/Hz) + NF/dB$

レシーバの2トン・ダイナミック・レンジは： $DR/dB = \frac{2}{3}(IP3/dBm - MDS/dBm)$ [12, p113]

4.2 カスケード接続のゲイン

n =関係している動作ゲイン・ステージのインデックス

システム・ゲイン： $G_{system} = \sum_1^{x=n} G_X$ (単位はdB)

4.3 カスケード接続のノイズ

すべての係数はリニア値 [u].

アンプ例-1 :

ゲイン： G_1 [u]

ゲイン： L_1 [dB]

ノイズ温度： T_{N1} [ケルビン]

ノイズ係数： N_{F1} [dB]

ノイズ係数： F_{N1} [u]

システム・ノイズ温度： $T_{Neff} = T_{N1} + \frac{T_{N2}}{G_1} + \frac{T_{N3}}{G_1 \cdot G_2} + \dots$
ただし $T_N = F_Z \cdot T_0$

システム・アクセス・ノイズ係数： $F_{Zeff} = F_{Z1} + \frac{F_{Z2}}{G_1} + \frac{F_{Z3}}{G_1 \cdot G_2} + \dots$
ただし $F_Z = F_N - 1$

システム・ノイズ係数： $F_{Neff} = F_{N1} + \frac{F_{N2} - 1}{G_1} + \frac{F_{N3} - 1}{G_1 \cdot G_2} + \dots$

システム・ノイズ係数： $NF_{eff} = 10dB \cdot \log(F_{Neff})$

システム・ゲイン： $G_{eff} = G_1 \cdot G_2 \cdot G_3 \cdot \dots$ in [u]

$L_{eff} = L_1 + L_2 + L_3 + \dots$ in [dB]

代数的な原因は、章「ノイズが指定されたデバイスのカスケード接続」に記載してあります。

4.4 カスケード接続の相互変調

参考文献： [1]、[2, p120]、[3, p2]、[4, p1]、[5, p1, p24-25]、[9]、[11, p6]

3次相互変調積は、2つの信号ソース f_1 と f_2 、非線形伝達関数の干渉、デバイスの非線形入力から発生します。この伝達関数は n 次のテイラー級数多項式で連続的に近似できます：

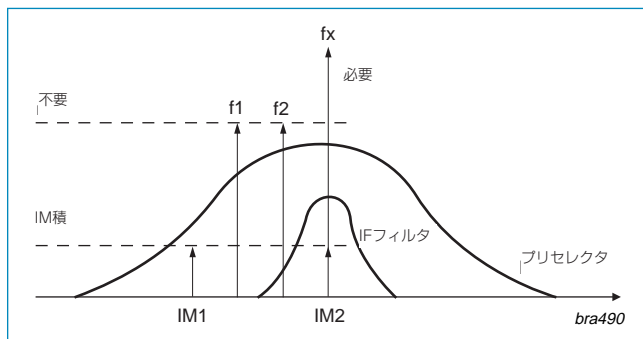
$V_o = k_1 V_i + k_2 V_i^2 + k_3 V_i^3 + k_4 V_i^4 + \dots$ 。入力されたシングル・トーンは、“a simple be filtered out mesh of harmonics”に変換されます。入力された2つの信号は干渉を始めます(ミキシング)。非線形送信関数の3乗の項 k_3 で、周波数 $2 \cdot f_1 + f_2$; $2 \cdot f_1 - f_2$; $2 \cdot f_2 + f_1$; $2 \cdot f_2 - f_1$; $3f_1$; $3f_2$ を持つ新しい3次の高調波信号(相互変調積)が発生されます。例えば、 $3 \cdot f_2$ は f_2 の3次高調波です。2トーン相互変調積の周波数関係は $M \cdot f_1 \pm N \cdot f_2$ で与えられます。

ここで、 $M, N = 0, 1, 2, 3, \dots$ 。歪み積の最終次数の項は、例えば、 $2 \cdot f_1 + f_2$ から $M=2$ および $N=1 \rightarrow M+N=3 \equiv \text{THD} = 3$ 次高調波歪み。効果を持つミックスされた差周波数信号は元のトーンに非常に近いので、差信号 $2 \cdot f_1 - f_2$ と $2 \cdot f_2 - f_1$ ($M+N=3$)は最も危険です。このため、THDはレシーバのフィルタを通過して、元の両信号の情報を運びます。ミキサーの基本機能は、2次の2乗項 k_2 で2つの信号(LOとRF)が干渉することに基づいています[15, p235-236]。これは、ミキサーが無限に長い2次の伝達関数を持ち、相互変調積 $f_1 \pm f_2$; $2 \cdot f_2$ および $2 \cdot f_1$ を発生することを意味します。したがって、ミキサーは、LOとRFの両入力ポートに同じ信号を与えることにより、周波数ダブラーとして使うことができます。両信号間の位相シフトは、例えばPLL位相デテクタで使われる出力DCオフセットを発生させます。

例：

| 入力信号 | $f_2 - f_1$ | $IM_1 = 2 \cdot f_1 - f_2$ | $IM_2 = 2 \cdot f_2 - f_1$ | $f_1 - IM_1$ | $IM_2 - f_2$ |
|--------------------------|-------------|----------------------------|----------------------------|--------------|--------------|
| $f_1 = 99.95\text{MHz}$ | 100KHz | 99.85MHz | 100.15MHz | 100KHz | 100KHz |
| $f_2 = 100.05\text{MHz}$ | | | | | |
| $f_x = 100.15\text{MHz}$ | | | ➡ ! | | |

差 Δf を持つ2つのトーン f_1 と f_2 は、各トーン f_1 と f_2 に対して距離 Δ の3次IM信号を発生させます。例では、必要な信号 f_x と不要な信号 f_1, f_2 がプリセレクション・フィルタを通過します。 f_1 と f_2 は、フロントエンド・アンプで3次IM積の IM_1 と IM_2 を発生させます。問題は、 IM_2 が必要な信号 f_x を f_1 キャリアと f_2 キャリアの情報でヘテロダイン処理することです。IFパスバンドに落ち込む IM_2 のようなTHD歪み積は、フィルタで除去できなくなることです。この信号は、復調処理ゲイン、リミッタ抑圧(FM-システム)またはデジタル誤り訂正アルゴリズムを通過するとき、除去される必要があります。



[15]入力トーンを1dBだけ大きくすると、2次IMDは2dBだけ、3次IMDは3dBだけ、それぞれ大きくなります。In general [2, p121]：フィリップスのBAP70ファミリPINダイオードのような直線性の優れたデバイスでは、装置自体から発生する高調波と歪みに注意して、テストする必要があります。例えば3個のアンプのカスケード接続では、最後の(3番目)アンプでクリッピングが最初に発生します。システム入力電力をさらに大きくすると、2番目のアンプでクリッピングが始まり、全入力過負荷では、1番目のアンプがクリップします。最後のアンプが最初にオーバドライブされるため、その IP_3 品質は、システムの実効的な直線性にとって基本的に重要です。

3次インターセプト・ポイントは、入力に関するもの(iIP_3)と出力に関するもの(oIP_3)があります： $oIP_3 = iIP_3 + \text{Gain}$

n 次入力インターセプト・ポイント： $NOI = iIP_n = P_{IN} + \frac{\Delta IM_n}{n-1}$ すべての値はdBmおよびdB表示

3次の例： $IP_3 = 10\text{dBm} \cdot \left(\frac{IP_3/[W]}{1\text{mW}} \right)$

$$\text{カスケード接続入力に関するIP3} : \frac{1}{iIP3_{eff}} = \frac{1}{iIP3_{(1)}} + \frac{G_1}{iIP3_{(2)}} + \frac{G_1 \cdot G_2}{iIP3_{(3)}} + \dots$$

最初のアンプの*iIP3*の重みは1です。終わりに近いアンプ*iIP3*ほど、前段ブロックのゲイン係数を乗算するので大きな重みになります。

$$\text{カスケード接続出力に関するIP3} : \frac{1}{oIP3_{eff}} = \frac{1}{oIP3_{(1)} \cdot G_{(2)} \cdot \dots \cdot G_{(n)}} + \frac{1}{oIP3_{(2)} \cdot G_{(3)} \cdot \dots \cdot G_{(n)}} + \dots + \frac{1}{oIP3_{(n-1)} \cdot G_{(n)}} + \frac{1}{oIP3_{(n)}}$$

式は、最初のアンプの出力IMDが後続の全アンプにより増幅されることを示しています。これは後続の各アンプで発生します。

最後のカスケード接続出力で、すべてのIMD信号がヘテロダイン処理されます。

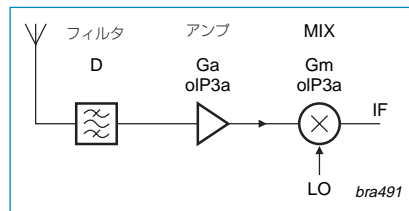
$$\text{例} : \frac{1}{oIP3_{eff}} = \frac{1}{oIP3_{(1)} \cdot G_{(2)} \cdot G_{(3)}} + \frac{1}{oIP3_{(2)} \cdot G_{(3)}} + \frac{1}{oIP3_{(3)}}$$

注：示した式は、同位相(コヒーレント)ヘテロダイン処理相互変調積に対してのみあてはまります。

結論：

- ・最初のアンプのゲインとノイズ係数がシステムのノイズ性能を決定します。最初のアンプのゲインが高い程、かつそのノイズが小さい程、システム全体のノイズ性能が良くなります。
- ・最後のアンプの3次相互変調がシステムのIP3を決定します。IP3が小さい程かつ全アンプのゲインが小さい程、ある入力電力レベルに対してシステム全体の性能直線性が良くなります。
- ・両結論は、例えばオーディオからマイクロ波アプリケーションまでのカスケード接続システムに適用することができます。
- ・ミキサーは乗算デバイスであり、2次伝達関数が2次相互変調を発生させます。
- ・非線形デバイスに2つの入力トーンを入力すると、元のトーンに非常に近い危険な3次差相互変調積が発生します。

例：フロントエンド



Dはプリセクタ(イメージ除去フィルタ)のパスバンド挿入損失。

$$\frac{1}{oIP3_{eff}} = \frac{1}{oIP3_{(F)} \cdot G_{(a)} \cdot G_{(m)}} + \frac{1}{oIP3_{(a)} \cdot G_{(m)}} + \frac{1}{oIP3_{(m)}}$$

プリセクタ出力3次インターセプト・ポイント： $oIP3(f) = \infty$

CADシミュレーションでは、 $oIP3 = 40$ または 50 dBm などが使われます。

$$oIP3_{eff} = \frac{1}{\frac{1}{oIP3_{(a)} \cdot G_{(m)}} + \frac{1}{oIP3_{(m)}}}$$

$$\frac{1}{iIP3_{eff}} = \frac{1}{iIP3_{(F)}} + \frac{G_{(D)}}{iIP3_{(a)}} + \frac{G_{(D)} \cdot G_{(a)}}{iIP3_{(m)}} \approx G_{(D)} \cdot \left(\frac{1}{iIP3_{(a)}} + \frac{G_{(a)}}{iIP3_{(m)}} \right)$$

$$iIP3_{eff} = D \cdot \left(\frac{1}{iIP3_{(a)}} + \frac{G_{(a)}}{iIP3_{(m)}} \right)^{-1}$$

例：フロントエンドの前の入力減衰器は入力に関するIP3を減衰係数だけ大きくします。この関係は、例えばスペクトル・アナライザを使った測定で使うことができます。これは短波レシーバで使われ、例えば実際に受信された人工ノイズが相互変調問題を発生させます。欠点は、減衰量係数に比例してノイズ・フロアが高くなることです。

非同相(非コヒーレント)ヘテロダイン処理の相互変調積は、全体の二乗平均より低い2次のディスクリート値だけ追加されます
[5, p1, p24-25]。

$$iIP3_{eff} = D \cdot \left(\left[\frac{1}{iIP3_{(a)}} \right]^2 + \left[\frac{G_{(a)}}{iIP3_{(m)}} \right]^2 \right)^{-0.5}$$

測定電力の代わりに電圧値を使うと、式の形式が変わります[6, p21]：

$$\text{カスケード接続のノイズ係数： } F_{Neff} = F_{N1} + \frac{F_{N2} - 1}{G_1^2} + \frac{F_{N3} - 1}{G_1^2 \cdot G_2^2} + \dots$$

$$\text{カスケード接続の入力IP3： } \frac{1}{iIP3_{eff}} = \frac{1}{iIP3_{(1)}} + \frac{G_1^2}{iIP3_{(2)}} + \frac{G_1^2 \cdot G_2^2}{iIP3_{(3)}} + \dots$$

4.5 カスケード接続の圧縮

1dB入力圧縮ポイント P_{L1} に信号が到達すると、レシーバ・フロントエンドを圧縮して、必要な信号に対するゲインを小さくします。レシーバのこの感度削減機能がFMとPMを採用する復調器での感度とリミッタ余裕を小さくし、AM復調器で歪みを発生させます。前述のように、ゲインはシステムのノイズ係数と感度を下げることプラスの効果を持っています(MDS)。これに対して、ゲインを大きくすると、レールの終わりに配置されているRFブロックがクリップを早く開始するようになります。レシーバでノイズ係数と入力インターセプト・ポイントとの間のトレードオフが必要になります。一例として、ローノイズ・アンプは比較的小さい電源電流を持ちます。トランジスタのコレクタ電流を大きくすると、直線性が良くなりますが、ショット・ノイズの割合が大きくなります。フロントエンドの直線性は、必要な大きさの入力信号を処理し、アプリケーションの良くないケースに対して必要なだけ低ノイズになるように、デザインする必要があります。これらの仕様境界間の範囲は相互変調フリー・ダイナミックレンジDRと呼ばれるものです。後段のDSPでの処理のためにIFをデジタル化するために使われるA/Dコンバータでは、スプリアス・フリー・ダイナミックレンジSFDRと呼ばれています。このノイズと直線性仕様の規定値を無視すると、問題が発生します。例えば、小型信号に対してデザインは大きな感度と伝送距離を持つことができますが、トランスミッタとレシーバが近付くと、これらは飽和するため動作しなくなります。代わりに、フロントエンドが各入力信号に対処できますが、トランスミッタの近くでのみ可能です。ソリューションは、フロントエンド・レールに**BGA6589**のような直線性の良いデバイスを使うこと、および電圧制御の可変ゲイン・アンプ(VGA) **BGA2031/1**を使うことです。このVGAは自動ゲイン・ループ(AGC)内のブロックに配置して、高いアンテナ電界強度の信号での飽和を防止することができます。

1dB圧縮ポイントと $iIP3 \approx oPL + 10.63dB$ のIP3との間に直線近似関係があるため、IP3の形式はカスケード接続 $PL1$ に変換することができます[11, p6]。

$$\text{リニア/対数変換： } P_{L1} = 10dBm \cdot \log\left(\frac{P_{L1}/W}{1mW}\right)$$

$$\text{カスケード接続入力に関する } iPL1: \frac{1}{iP_{L1,eff}} = \frac{1}{iP_{L1(1)}} + \frac{G_1}{iP_{L1(2)}} + \frac{G_1 \cdot G_2}{iP_{L1(3)}} + \dots \quad \text{リニア値}$$

I/O圧縮関係を示す次式を使うと、カスケード接続IP3から oP_{L1} を求めることができます。

$$\text{出力1dB圧縮ポイント： } oP_{L1} = iP_{L1} + Gain \quad \text{対数値[dB]および[dBm]}$$

$$oP_{L1} = iP_{L1} \cdot Gain \quad \text{リニア値[W]および[u]}$$

$$\text{カスケード接続出力に関する } oP_{L1}: \frac{1}{oP_{L1,eff}} = \frac{G_1}{oP_{L1(1)}} + \frac{G_1 \cdot G_2}{oP_{L1(2)}} + \frac{G_1 \cdot G_2 \cdot G_3}{oP_{L1(3)}} + \dots \quad \text{リニア値}$$

4.6 伝送距離

ワイヤレス・システムの伝送距離を伸ばす方法は幾つかあります：

- ・アンテナを良くする(ゲイン、ビームなど)
- ・レシーバ感度をあげる(MDS、ノイズ・フロア、使用する変調/復調器の効率)
- ・トランスミッタの出力電力を大きくする
- ・他の動作周波数を使う
- ・フロントエンドの選択度をあげる(フィルタ)
- ・フロントエンドの直線性を良くする(PL1、IP3)
- ・ノイズ係数を良くする(LNAゲインとNF)

この章では、等方向性アンテナ(理想的な球状ドットからの電界放射のまわりで三次元的に均質)の理論に基づくゲイン・ブロック[14, p5]の追加により伝送距離を伸ばすことを説明します。次の法則は、ある距離にある基準等方向性アンテナへ放射される減衰進行波の理論電力密度について記述しています：

$$(1) P_{E(r)} = P_S \cdot A_E \cdot \frac{1}{4\pi \cdot r^2} \cdot e^{-\chi \cdot r}$$

- $P_{E(r)}$ = トランスミッタの等方向性アンテナまでの距離rでのレシーバ電力
 r = レシーバとトランスミッタとの間の距離
 P_S = トランスミッタ電力
 χ = 大気減衰指数
 A_E = レシーバ・アンテナ表面積

この法則は、光学、音響、熱、電磁などすべての種類の球面波とエネルギー放射の問題に使うことができます。アンテナは、ケーブル・インピーダンス(50Ω、75Ω、...)と(理想)遠距離電磁界インピーダンス120pΩを持つ空間インピーダンスとの間の電力整合機能です。レシーバでの受信正規化電力/単位面積 P_r 、送信電力 P_t 、距離 d 、大気減衰の無視($\chi=0$)は：

$$(2) P_{RX} = \frac{P_{TX}}{4\pi \cdot d^2}$$

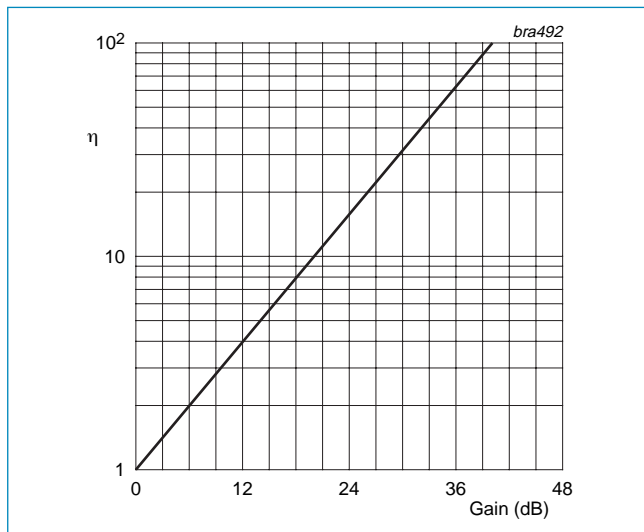
$$\text{TX-RX距離関係：(3)} \quad d = \sqrt{\frac{P_t}{4\pi \cdot P_r}} \quad (\chi=0)$$

$$\text{PA追加なしの関係：(4)} \quad d_1 = \sqrt{\frac{P_{t1}}{4\pi \cdot P_r}}$$

同じ受信RX電力でPA追加による距離延長：

$$(5) d_2 = \sqrt{\frac{P_{t2}}{4\pi \cdot P_r}}$$

$$(6) \eta = \frac{d_2}{d_1} = \frac{\sqrt{\frac{P_{t2}}{4\pi \cdot P_r}}}{\sqrt{\frac{P_{t1}}{4\pi \cdot P_r}}} = \sqrt{\frac{P_{t2}}{P_{t1}}} \quad \eta = \sqrt{|Gain|^2}$$



当社の中電力MMIC **BGA6289**、**BGA6489**、**BGA6589**のようなゲイン・ブロックを追加すると、アンプでの圧縮なしと等方向性アンテナ・ラジエータを仮定した場合、実際の伝送距離は係数 η だけ増えます。実際には、アンプ入力/出力整合回路を考慮する必要があります。

4.7 例：周波数とレシーバの品質により制限される伝送距離

20dBのSNR (=S/N)に対して0.1 μVの感度を持つレシーバが、実効面積3 cm²と10 MHzのアンテナを使います。大気イオン化異常、大気減衰、自由空間伝搬の効果を無視して、距離1000 kmに対して必要なトランスミッタ電力を求めます。

$$P_{IN} = \frac{V_{IN}^2}{Z_0} = \frac{(0.1\mu V)^2}{50\Omega} = 200 \cdot 10^{-18} W \cong -127 dBm$$

$$P_{E(r)} = P_S \cdot A_E \cdot \frac{1}{4\pi \cdot r^2} \cdot e^{-\chi \cdot r}$$

$$P_{TX} = 84mW \cong +19.2 dBm \quad (\chi=0)$$

$$P_{TX} = \frac{P_{RX} \cdot 4\pi \cdot r^2}{A_E} = \frac{200 \cdot 10^{-18} W \cdot 4\pi \cdot (1000000m)^2}{0.03m^2}$$

等方向性放射に起因する伝搬損失は $A_{RX} = P_{TX} - P_{IN} = [19.2 dBm - (-127 dBm)] \cong 146.2 dB$

中央値ノイズ係数は10MHzで $F_{am} \cong 50 dB$ 。レシーバのIF帯域幅は10KHz。これから、次のレシーバ・ナイキスト・ノイズ・フロアで終端された帯域幅が得られます。

$$P_{NRflor} = K \cdot T \cdot B = 1.38 \cdot 10^{-23} Ws/K \cdot 290K \cdot 10KHz$$

$$P_{NRflor} = -134 dBm \cong 39.8 \cdot 10^{-16} W$$

$$P_{med} = P_{NRflor} + F_{am} = -134 dBm + 50 dB = -84 dBm \cong 3.98 \cdot 10^{-12} W$$

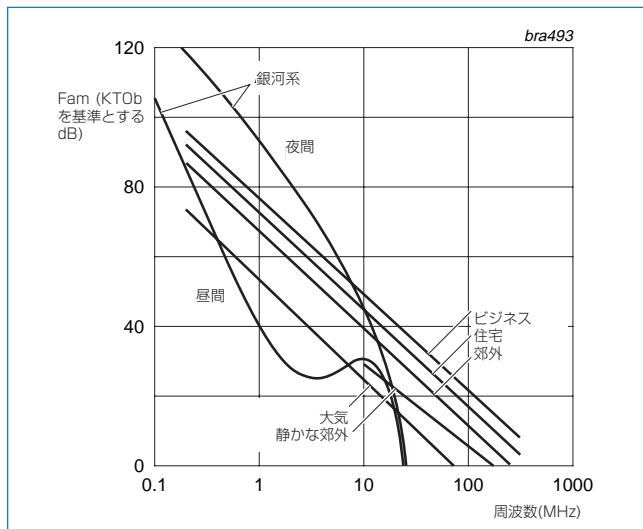
このレシーバでは、実効等価フロントエンド入力ノイズ・フロアは、0.1 μVより20dB低いと指定されます。

$$P_{NRE} = -127 dBm - 20 dB = -147 dBm \cong 2 \cdot 10^{-16} W$$

実効レシーバ入力ノイズ電力は：

$$P_{FR} = P_{NRE} + P_{med} \cong P_{med} \cong -84 dBm$$

結果のSNR_(med) = $P_{IN} - P_{FR} = -127 dBm - (-84 dBm) = -43 dB$ で、人工の中央値ノイズ+7dBは含みません。



SNRを改善する2つの方法：BWの削減、送信電力の増加選択したケース：レシーバ位置での中央値ノイズ・フロアをSNR=20dB上回るためにトランスミッタ電力を増加：

$$P_{INC} = P_{FR} + SNR = -84 dBm + 20 dB = -64 dBm$$

$$P_{TXC} = P_{INC} + A_{RX} = -64 dBm + 146.2 dBm = +82.2 dBm$$

10KHz帯域幅とSNR=20dBに対して $P_{TXC} = 166 KW$ (音楽)

100Hz帯域幅、SNR=10dBに対して $P_{TXC} = 166 W$ (例えばモールス符号)

結論：

短波(SW)バンドでは、所要トランスミッタ電力は、人工ノイズの大きな値によって決定されます。このため、SWでのレシーバのノイズ係数は重要ではありません。高い電力人工ノイズと相互変調信号を処理するレシーバの入力直線性(IP3)の方が重要になります。IF帯域幅と使用する変調(最小帯域幅)は非常に重要です。マイクロ波範囲に入ると、人工ノイズが急激に減少しますが、銀河系ノイズの大きさが下限を決定する要因になります。このような高い周波数では、水、酸素、その他のガス分子による大気吸収により伝搬損失が増えます。したがって、レシーバのノイズ係数、ゲイン、狭い帯域幅が、周波数の上昇とともにますます重要になります。

4.8 レシーバ・レール内のフィルタ

使用されるフィルタと主な機能は：

- ・イメージ周波数帯域除去のためのLNAの前のバンドパス・フィルタ
- ・イメージ・ノイズ抑圧のためのLNAの後ろのバンドパス・フィルタ
- ・RF送信チャンネル選択用のIF回路内のフィルタ
- ・ベースバンド関連周波数スペクトル選択用のベースバンドのフィルタ

スペクトル・アナライザと高品質広帯域短波レシーバでは、第1 IF (SPAのYigフィルタ)は、受信RFスペクトルよりはるか上です。このため、フロントエンドがイメージ除去のためのトラッキング・フィルタに同調するのを防止するローパス・フィルタが使われます。実用的には、フロントエンド・プリセレクション・フィルタに無関係に、IFフィルタ帯域幅によって等価ノイズ帯域幅が決定されます。

4.9 歪みパラメータの関係と変換

$oIP3 \approx oPL1_{dB} + 10.63dB$ 単位dBm

$iIP3 \approx oIP3 - Gain$ 単位dBm

$iPL1_{dB} \approx oPL1_{dB} - Gain$ 単位dBm

オフセット係数10.63dB [1]は少し変化することができます。その他の文献では、9.6dBが使われています。この値の背景を数学的に説明しているため、文献[1]をお勧めします。

$oIP3$ = 出力3次インターセプト・ポイント (単位dBm)

$iIP3$ = 入力に関する3次インターセプト・ポイント (単位dBm)

$oPL1$ = 出力1dBゲイン圧縮ポイント (単位dBm)

$iPL1$ = 入力に関する1dBゲイン圧縮ポイント (単位dBm)

ゲイン = ゲイン (単位dBm)

$oIP3$ は一般にトランスミッタ・システムで使われます。

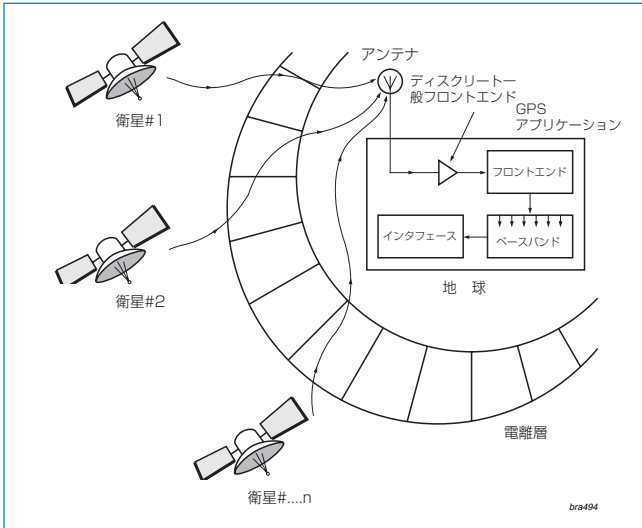
$iIP3$ は一般にレシーバ・システムで使われます。

参考文献—RFブロックのカスケード接続の性能

- [1] Besser Associates, E. C. Niehenke, Ph.D., Applied RF Techniques II, 2000
- [2] Thum/Wiesbeck/Kern, Hochfrequenzmeßtechnik, Verfahren und Meßsysteme, Tebner Stuttgart, 1997
- [3] Anritsu, Intermodulation (IMD) Measurements using 37300 Series Vector Network Analyzer, 11410-00257a.pdf
- [5] Keng Leong Fong, Thesis, Design and Optimization Techniques for Monolithic RF Downconversion Mixers, University of California, Berkley, 1997, thesis.pdf
- [6] Halle Kivekäs, Dissertation, Design and characterization of downconversion mixers and the on-chip calibration techniques for monolithic direct conversion radio receivers, Helsinki University of Technology, 2002, isbn9512261510.pdf
- [7] U.L.Rohde, J. Whitaker, T.T.N. Bucher, Communications Receivres, 2nd ed. Mc Graw Hill, 1996
- [9] Noise and Distortion in the RF Chain, Section 2.7, page 41, 41.pdf
- [10] Jin-Su Ko, High-Frequency Intermodulation Analysis of Cascode amplifiers, Media Team Samsung Electronics, Kyunggi-Do, Korea, 9-4.pdf
- [14] Philips Semiconductors, '2.4GHz Generic Front-End reference design', 4th Edition Philips RF-Manual, Appendix A, A. Fix, March 2004
- [15] Bern University of Applied Since, Prof. F. Dellsperger, HTA-BE, Elektronik 2, Intermodulation, Dynamik, eq_IM.pdf

5. GPSフロントエンドの基礎

GPSアプリケーションは半導体デバイスの機械的寸法の縮小と魅力的な価格により、この数年間に非常に普及しました。GPSナビゲーション・システムはGPS衛星から送信されたRF信号の測定と評価に基づいています。地表から20,200 kmの距離で少なくとも24個の衛星が動作しています。すべての衛星が、いわゆるマイクロウェーブバンドと呼ばれる1575.42MHzのユーザに対して民間用L1信号を同時に送信しています。各衛星は固有のC/Aコードを持っています(コース・アクイジッション)。



この衛星識別子であるC/Aコードは擬似ランダムであり、周波数スペクトラム(= PRN C/Aコード)内ではノイズの様に見えます。L1キャリアは、C/Aデータ・コード、ナビゲーション・データ・メッセージ、暗号化されたP(Y)-コードにより、**BPSK** (バイナリ位相シフト・キーイング)変調されています。キャリアはC/AのPRN変調のために、**DSSS**変調(ダイレクト・シーケンススペクトラム拡散変調)されます。このDSSSは、元の帯域幅の信号を衛星内部で30MHzに制限された帯域に拡散させます。GPSレシーバは、アンテナのRFスペクトラムの中から衛星のC/Aコードを選択するために各衛星のC/Aコードを知る必要があります。識別コードを使って衛星が選択されるので、GPSは**CDMA** (Code Division Multiple Access)システムになっています。このRF信号は、地上で-160 dBWの最小信号電力レベルを確保するため十分な電力で送信されます。絶対最小レシーバ帯域幅は2 MHz以上です。

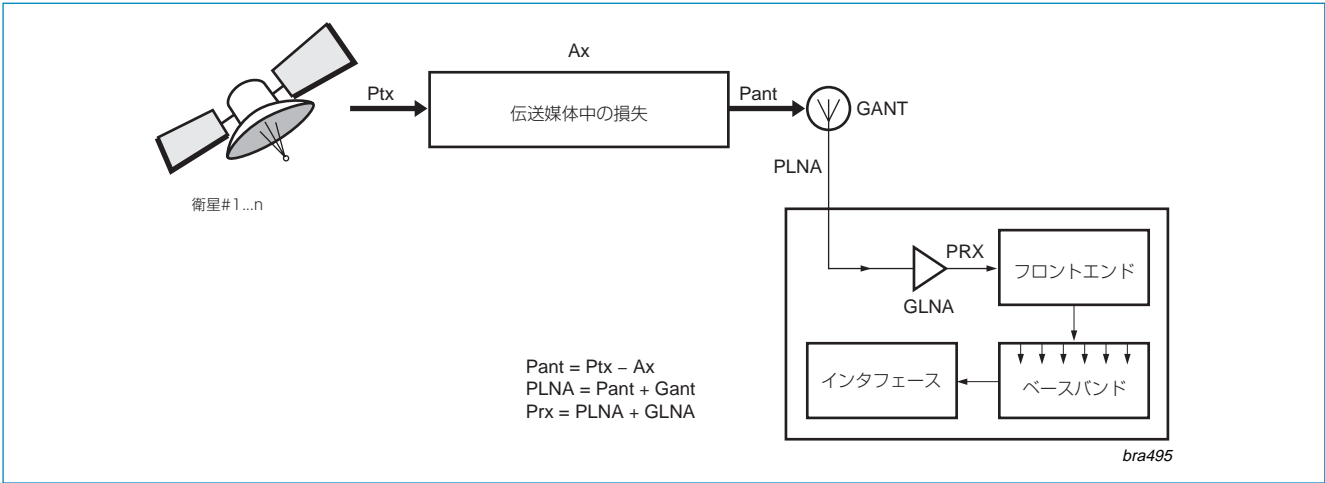
**L1キャリア採用のGPSシステムは
CDMA - DSSS - BPSK変調を使っています。**

| 使用可能なGPSキャリア周波数 | | |
|-----------------|-------------|--------------|
| L1 | リンク1キャリア周波数 | 1575.42 MHz |
| L2 | リンク2キャリア周波数 | 1227.6 MHz |
| L3 | リンク3キャリア周波数 | 1381.05 MHz |
| L4 | リンク4キャリア周波数 | 1379.913 MHz |
| L5 | リンク5キャリア周波数 | 1176.45 MHz |

米国のナビゲーション・システムGPSは、1979年に米軍によって開始されました。民間アプリケーションでの性能向上のためにL2キャリアとL5キャリアをサポートするように更新が予定されており、同時に標準のL1 RFキャリアも残します。GPSはL1キャリアに対するBPSK変調を採用し、L2キャリアも使う最新のBlock IIRへの着手を開始します。2006年にブロックIIF衛星で登場するL5信号は、**QPSK**(Quadrature Phase Shift Keying)変調を使う予定です。

現在および将来のGPSシステムの性能概要

| 題目 | 使用コード | 2番目基準基地局の必要性 | 分解能 | コメント |
|-------------------|--|--------------|--|---|
| 現在： 基本ポジショニング | L1でのC/Aコード | なし | 2000年5月以前： 25~100m、現在6~10m (米国が分解能を管理) | --- |
| 将来： 基礎ポジショニング | L1でのC/Aコード L2でのL2Cコード、 L5での新コード | なし | 1~5m | 多くの非安全アプリケーションで高価なDGPSを不要にする |
| 現在： 高度なポジショニング | L1コードとキャリア、 L2キャリア、 データ・リンク | なし | 2cm | リファランスまでの 最大距離10km |
| 将来： 高度なポジショニング | L1コードとキャリア、 L2コードとキャリア、 L5コードとキャリア、 データ・リンク | なし | 2cm | リファランスまでの 最大距離100km、信号 中断後の回復の高速化 |



スペクトラム拡散変調された信号の電界強度は非常に弱いため、レシーバ入力回路でのSNRが負になります。これは、アナログ・フロントエンドIF帯域幅により決定されるナイキスト・ノイズが原因です。

| 衛星の世代 | チャンネル | C/Aループ・ピーク |
|------------|-------|------------|
| II/IIA/IIR | L1 | -158.5dBW |
| | L2 | -164.5dBW |
| IIR-M/IIF | L1 | -158.5dBW |
| | L2 | -160.0dBW |

$$dBW = 10 \log \left(\frac{P}{1W} \right)$$

衛星ベースのナビゲーション・システムの競争

2004年には、ヨーロッパのナビゲーション・システムEGNOSが開始されました。2008年にはヨーロッパ・システムGalileoが開始されることがニュース報道されています。GLONASSはロシアのナビゲーション・システムです。

GPSレシーバとGLONASSレシーバで採用されるフロントエンドの比較

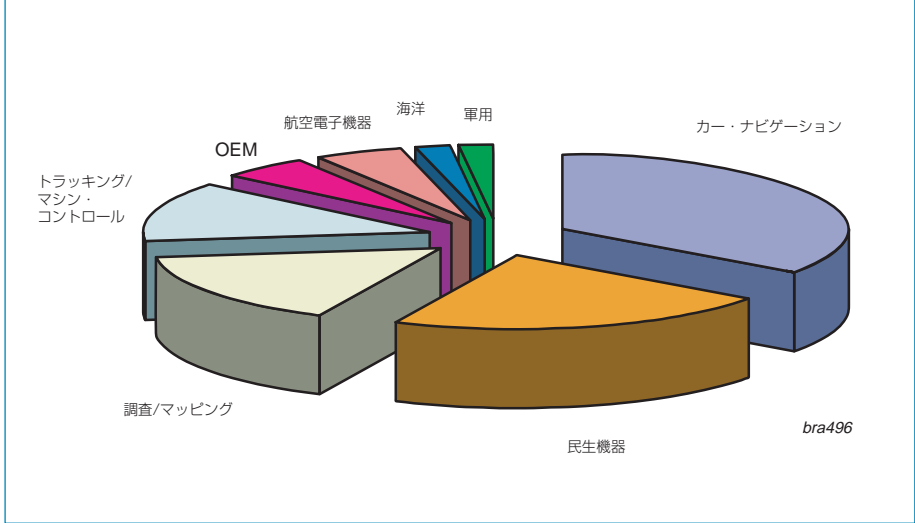
すべてのGPS衛星は1575.42MHzの同じL1周波数を使いますが、C/Aコードが異なるため、1つのフロントエンドを使うことができます。空中カバレッジを改善するため、および動作を高速化するために、複数のアンテナを使うことができます。この場合、別々のフロントエンドを使うことができます。フィリップスのPINダイオードを採用したスイッチを使うと、アンテナの選択が可能になるため、例えば車載アプリケーションなどでの市街地動作に最適な信号が得られます。

各GLONASS衛星は1602.5625MHz~1615.5MHzの範囲で562.5KHzの間隔を持つ異なるキャリア周波数を使いますが、拡散コードは同じものを使います。これらの信号を受信する通常の方法では、並行動作する複数のフロントエンドを使います。おそらく、初段のLNAとミキサーは共通ですが、最終段のローカル・オシレータとIFミキサーは明らかに異なります。

アプリケーション例

- ・ パーソナル・ナビゲーション
- ・ 鉄道
- ・ リクレーション、徒歩旅行
- ・ 海洋掘削
- ・ 衛星運用天体位置タイミング
- ・ 調査とマッピング
- ・ ネットワーク・タイミング、同期化
- ・ 漁業およびボート
- ・ 腕時計<アラーム・クロック?>
- ・ ラップトップ・コンピュータとパーム・コンピュータ
- ・ 携帯電話
- ・ 子供の安全性を守る機器
- ・ カー・ナビゲーション・システム
- ・ 船隊管理システム
- ・ 通信用基準時間
- ・ 高速道路料金システム
- ・ 携帯電話を使う緊急通話

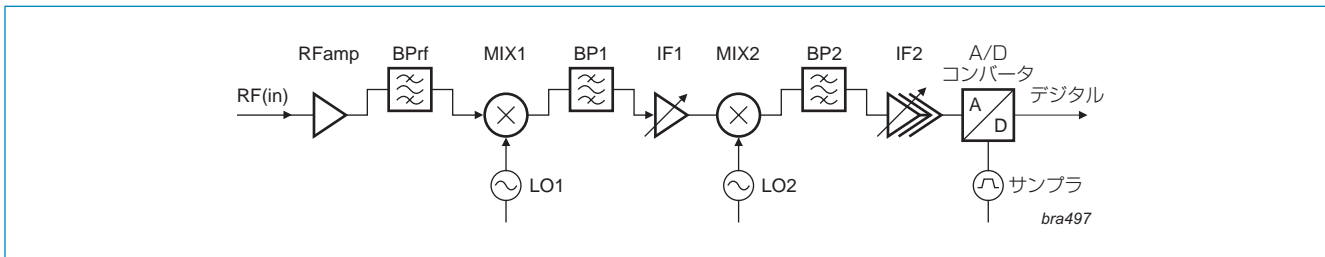
GPSマーケットとアプリケーション



参考文献：

- Office of Space Commercialization, United States Department of Commerce
- U.S. Coast Guard Navigation Center of Excellence
- NAVSTAR Global Positioning System
- NAVSTAR GPS USER EQUIPMENT INTRODUCTION
- Royal school of Artillery, Basic science & technology section, BST, gunnery careers courses, the NAVSTAR Global Positioning System

代表的なGPSレシーバ・アナログ・フロントエンドICの概要ブロック図



一般に、アナログ回路には統合ダブル・スーパーヘテロダイン・レシーバ技術が採用されています。アンダー・サンプリングのA/Dコンバータ(ADC)は、アナログ・フロントエンドICに統合されていて、1~2ビットの分解能を持っています。このA/Dコンバータはアンダー・サンプリングのため、デジタル・ストリームIF帯域へのダウンコンバートで3番目のミキサーとして機能します。このADCの後ろには、デジタル・ベースバンド・プロセッサがあります。この段まで、受信された衛星信号のSNRは負になっています。ベースバンド・プロセッサでは、複数のC/A相関器とNAVデータ・コード識別器を使ってデジタルIF信号が並列処理されます。この処理で、実効ナイクスト帯域幅は数ヘルツに減少します。ここで、GPS信号の逆拡散とデコーディングによりSNRが正になります。一般的に、フロントエンドICは高集積度、かつ消費電力に対し低ノイズの半導体製造プロセスでデザインされているため、バンド・パス・フィルタと組み合わせられた外付けのローノイズ・アンプ(LNA)を使う必要があります。市販のGPS ICチップセットは、ゲイン、ノイズ係数(NF)、直線性、感度などの電気的性能が異なるため、1段または2段のディスクリート・フロントエンド・アンプが使われます。フロントエンドのフィルタ数は、対象アプリケーションの環境、コスト、サイズの条件により変わります。処理するGPSキャリア数やナビゲーション精度が、アナログ・フロントエンド回路の最小許容帯域幅を決定します。

フィリップス・セミコンダクタはMMICを提供しており、このMMICは入出力(I/O)に50Ωを内蔵しているため、内部マッチングが不要です。内部でマッチングされたブロードバンドMMICは一般に、アンプI/OにDCバイアス用の出力インダクタとDCデカップリング用のキャパシタを必要とします。内部でマッチングしないデバイスは一般に、Lを使った集中定数LC回路で構成されるI/Oマッチング・ネットワークを必要とします。この構成は選択度を上げます。このMMICのもう一つの利点は、トランジスタとは対照的に温度補償を内蔵していることです。システムでは、一般に初段アンプのノイズ係数が非常に重要です。例えば、**BGU2003** SiGe MMICは高品質の(NF+IP3)を提供します。姉妹品**BGA2003**は、さらに小さいIP3とNFを提供します。1個のMMICで構成される高フロントエンド・ゲインを必要とするICチップセットでは、**BGM1011**または**BGM1013**を使うことができます。例えば2ステージ・デザインでは、**BGA2001**や**BGA2011**を**BGA2748**、**BGA2715**または**BGA2717**と合わせて使うことができます。L1キャリアLNA用の幾つかの構成例を次の2つの表に示します。

シングル・フロントエンド・アンプ：

| アンプ | BFG325W | BFU540 | BGU2003 | BGM1013 | BGM1011 | BFG410W | BGA2011 | BGA2001 | BGA2003 | BGA2715 | BGA2748 |
|-----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| Gain | 14dB | 20dB | 14dB | 34dB | 35dB | 18dB | 12dB | 14dB | 14dB | 23.2dB | 21dB |
| NF | 1dB | 0.9dB | 1.1dB | 4.7dB | 4.7dB | 1.1dB | 1.5dB | 1.3dB | 1.8dB | 2.7dB | 2dB |
| IP3o(out) | +24dBm | +21dBm | +21dBm | +21dBm | +20dBm | +15dBm | +10dBm | +9.5dBm | +9.2dBm | +1dBm | -1.6dBm |
| Matching | External | External | External | Internal | Internal | External | External | External | External | Internal | Internal |

2ステージ・カスケード接続回路のフロントエンド・アンプ：

| 1 st Stage | BFG325W | BFG410W | BFG410W | BFU540 | BFG325W | BGA2011 | BGU2003 | BGA2011 | BGA2003 | BGA2011 |
|-----------------------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| 2 nd Stage | BFU540 | BFU540 | BGU2003 | BFG410W | BFG410W | BGA2011 | BGA2001 | BGA2715 | BGA2715 | BGA2748 |
| Cascaded Gain | 31dB | 35dB | 29dB | 35dB | 29dB | 21dB | 25dB | 32.2dB | 34dB | 30dB |
| Cascaded NF | 1.19dB | 1.25dB | 1.32dB | 1.11dB | 1.28dB | 2dB | 1.5dB | 2.5dB | 2.6dB | 2.2dB |
| Cascaded IP3o | +21dBm | +21dBm | +21dBm | +15dBm | +15dBm | +10dBm | +9.5dBm | +1dBm | +1dBm | -1.6dBm |

注： [1]ゲイン= |S21| 2; 1.8GHzでのデータ、またはデータシート/図に記載の次の値/近似値でのデータ
 [2]カスケード接続アンプの式については、「4th Edition RF Manual appendix, 2.4GHz Generic Front-End reference design」を参照してください。
 [3]評価したカスケード接続アンプには、3dBの挿入損失を持つステージ間フィルタ例が含まれます(NF=+3dB; IP3=+40dBm)。
 [4] MMIC： BGAxxxx、BGMxxxx、BGUxxxxの各トランジスタ： BFGxxx、BFUxxx

フィリップス・セミコンダクタ

Philips Semiconductorsは世界のトップ半導体メーカーの1つで、20ヶ所の製造および組立て拠点と60ヶ国で納品する営業組織を持っています。最新の営業所のリストについては<http://www.semiconductors.philips.com/sales>をご覧ください。

www.semiconductors.philips.com

すべての権利が保留されています。著作権所有者の書面による事前の承諾なしに全部または一部を複製することは禁止されています。このドキュメントに記載されている情報は如何なる見積書または契約書の一部を構成するものではなく、正確かつ信頼できるものと信じられるが、予告なしに変更されることがあります。この情報の使用によって発生する損害に対して出版者は如何なる責任も負いません。この出版物は特許権またはその他の工業所有権または知的財産権に基づくライセンスの移転または提供を意味するものではありません。

リリース日付: 2005年5月
ドキュメント注文番号: 9397 750 15125

