無線通信における RF フロントエンド設計の基礎

大島 心平*

Fundamentals of RF Front-End Design for Wireless Communications

Shinpei OSHIMA*

* 独立行政法人国立高等専門学校機構小山工業高等専門学校電気電子創造工学科 (〒 323-0806 栃木県小山市大字中久喜 771)

* Department of Innovative Electrical and Electronic Engineering, National Institute of Technology, Oyama College (771, Nakakuki, Oyama-shi, Tochigi 323-0806)

1. はじめに

スマートフォンなどに代表される小型無線通信機器が広く普及しており、これらの機器は、高速通信、通信エリアの拡大、低消費電力などの実現のため、複数のバンドを用いるマルチバンド化や広い帯域を用いて通信を行う広帯域化が進んでいる。図1に無線通信システムにおける数百 MHz ～数 GHz の高周波信号を扱う RF (Radio Frequency) フロントエンド部の一例を示す。図に示すように、RF フロントエンドは、スイッチ、フィルタ、マルチプレクサ[†]、アンプなどで構成される。また、複数のバンドを用いる無線通信システムの普及に伴い RF 回路の規模が増大しており、RF 回路間の干渉を抑止しながら、小型化や高性能化を達成する設計が求められている。本稿では、本分野の商品設計、技術開発に新しく携わる技術者や関連分野の技術者を想定して、RF フロントエンド設計の基礎的な知識について解説する^{1)~6)}。

2. RF フロントエンドの設計

RF フロントエンドは、基板上に RF 部品（たとえば、スイッチ、フィルタ、アンプなど）を組み合わせる必要がある。これらを組み合わせる際には、部品間を接続する伝送線路の設計とインピーダンス整合が重要になり、この設計には、分布定数回路とスミスチャートの知識を用いる。

図1. マルチバンド無線通信機器のフロントエンド部の一例

2.1 分布定数回路^{1),2),4)}

数百 MHz ～数 GHz の信号を扱う RF 回路では波長が短くなり、回路設計において、その影響が無視できなくなる。したがって、この周波数帯では伝送線路を分布定数回路として設計する必要がある。図2(a), (b)に分布定数回路理論に基づく無損失の伝送線路とその等価回路を示す。また、図2(c)に微小区間での等価回路とこの等価回路にキルヒホッフの法則を適用することで得られる分布定数回路の基本式を示す。

図2(c)に示した基本式の解は、以下の式(1), (2)となる。

$$V(y) = V_A e^{-j\beta y} + V_B e^{j\beta y} \quad (1)$$

$$I(y) = (V_A e^{-j\beta y} - V_B e^{j\beta y}) / Z_c \quad (2)$$

ただし、 V_A, V_B は任意の定数であり回路の条件により決まる。また、 $Z_c = \sqrt{L/C}$ 、 $\beta = \omega \sqrt{LC}$ であり、それぞれ特性インピーダンス、位相定数と呼ばれる。この解より、考察点を負荷にし、負荷を基準とした変数 w を用いるため、式(1), (2)に $y = l - w$ を代入すると、以下のように表現される。

(a) 分布定数線路

(b) 分布定数線路の等価回路

(c) 微小区間での等価回路と基本式

図2. 無損失分布定数線路と等価回路

$$V(w) = V_i e^{j\beta w} + V_r e^{-j\beta w} \quad (3)$$

$$I(w) = (V_i e^{j\beta w} - V_r e^{-j\beta w}) / Z_c \quad (4)$$

ただし、 $V_i = V_A e^{-j\beta l}$ 、 $V_r = V_B e^{j\beta l}$ であり、 $V_i e^{j\beta w}$ は入射波、 $V_r e^{-j\beta w}$ は反射波と呼ばれ、それぞれ、負荷に入射する波、負荷から電源に向かう波である。また、反射係数は、入射波と反射波により次式で定義される。

$$\Gamma(w) = \frac{V_r e^{-j\beta w}}{V_i e^{j\beta w}} = \frac{V_r}{V_i} e^{-j2\beta w} \quad (5)$$

式(3)、(4)に示した基本式の解より、RF信号は反射波を有する。反射波が発生すると信号が反射損失により大きく減衰する。よって、一般に伝送線路は反射を生じない条件である $\Gamma(w) = 0$ に設計する必要がある。(この条件を整合が取れていると呼ぶ。) また、式(3)、(4)より入力インピーダンス $Z_{in}(w)$ は次式となる。

$$Z_{in}(w) = \frac{V(w)}{I(w)} = Z_c \frac{V_i e^{j\beta w} + V_r e^{-j\beta w}}{V_i e^{j\beta w} - V_r e^{-j\beta w}} = Z_c \frac{1 + \Gamma(w)}{1 - \Gamma(w)} \quad (6)$$

式(6)より反射係数は次式で求められる。

$$\Gamma(w) = \frac{Z_{in}(w) - Z_c}{Z_c + Z_{in}(w)} \quad (7)$$

次に、負荷に伝送線路を設けた場合の入力インピーダンスについて考察する。図3(a)に負荷に長さ l の伝送線路を設けた回路を示し、図3(b)、(c)に負荷を開放した場合および短絡した場合の回路をそれぞれ示す。負荷インピーダンス Z_L に長さ l の伝送線路を設けて観測した入力インピーダンス $Z_{in}(l)$ は、式(6)とオイラーの公式より得られる $e^{j\beta w} = \cos \beta w + j \sin \beta w$ 、 $e^{-j\beta w} = \cos \beta w - j \sin \beta w$ より、次式のようになる。

$$Z_{in}(l) = \frac{V(l)}{I(l)} = Z_c \frac{Z_L + jZ_c \tan \beta l}{Z_c + jZ_L \tan \beta l} \quad (8)$$

また、式(8)より、負荷を開放にした場合の入力インピーダンス $Z_{ino}(l)$ は、

$$Z_{ino}(l) = -j \frac{Z_c}{\tan \beta l} \quad (9)$$

となり、負荷を短絡にした場合の入力インピーダンス $Z_{ins}(l)$ は、

(a) 負荷を設けた場合

(b) 開放の場合

(c) 短絡の場合

図3. 分布定数回路の入力インピーダンス

$$Z_{ins}(l) = jZ_c \tan \beta l \quad (10)$$

となる。式(9)、(10)は、条件によっては伝送線路がリアクタンス素子のように振る舞うことを示している。このことはRF信号を扱う伝送線路においては、先端が開放状態であっても不要な線路を設けると誤動作の原因となることを意味している。また、式(8)より、負荷と特性インピーダンスが一致する条件 ($Z_L = Z_c$) に設計すると、 $Z_{in}(l) = Z_c$ となり、式(7)より反射係数が零となる。よって、反射波が生じない条件に設計できる。実際の設計において、伝送線路の特性インピーダンスを 50Ω に設計することが多いが、それはRF部品の入力インピーダンスが 50Ω に設計されているためであり、この条件を用いていることに相当する。なお、伝送線路はマイクロストリップライン構造、ストリップライン構造などが用いられる。

2.2 スミスチャート^{1)~4)}

スミスチャートは、式(7)に基づいて反射係数と規格化インピーダンス $Z_{in}(w)/Z_c$ を変換する図表であり、RF回路の設計に用いられる。図4にスミスチャートを示す。なお、規格化インピーダンスを反射係数の複素平面に図示したものをインピーダンスチャートと呼び、規格化アドミタンスを反射係数の複素平面に図示したものをアドミタンスチャートと呼ぶ。図4より、インピーダンスチャートでは、規格化インピーダンスの実部が一定の円および虚部が一定の曲線を用いて規格化インピーダンスを特定することができる。同様にアドミタンスチャートにおいても規格化アドミタンスの実部が一定の円および虚部が一定の曲線を用いて、規格化アドミタンスを特定できる。たとえば反射係数が図4(a)のA点の場合、実部が0.2の円上であり、虚部が0.5の曲線上であることから、規格化インピーダンスは $0.2 + j0.5$ となる。 $Z_c = 50 \Omega$ であれば、インピーダンスは $10 + j25 \Omega$ となる。

2.3 整合回路の設計^{1)~4)}

回路を接続する際に、回路の入力インピーダンスが基準のインピーダンス (通常は 50Ω) から外れることも起こり得る。この場合、伝送線路と回路の接続により反射波が発生することを防ぐために整合回路が必要になる。整合回路は回路の反射係数から入力インピーダンスを評価し、それに合わせて設計する。最も設計が簡易な整合回路の一つとして、1/4波長の分布定数線路を用いる方法がある。しか

(a) インピーダンスチャート (b) アドミタンスチャート

図4. スミスチャート

しながら、数百 MHz～数 GHz 帯では、1/4 波長の伝送線路を設けるスペースが基板に確保できない場合がある。この課題を解決する手法として、スミスチャートを活用してチップ素子（インダクタ、キャパシタ）で整合回路を構成する方法がある。この方法について紹介する。スミスチャートを用いた整合設計では、式 (7) より $Z_{in}(w)/Z_c=1$ のとき、 $\Gamma(w)=0$ となるため、設計において $Z_{in}(w)/Z_c=1$ であるチャートの中央部を目指して設計する。図 5 および図 6 に負荷にインダクタ、キャパシタを設けた場合の規格化入力インピーダンスおよびアドミタンスの挙動を示す。図 5 に示すように規格化負荷インピーダンス z_L に直列にインダクタやキャパシタを設けると、インピーダンスチャート上で、規格化インピーダンス z_{in} の実部が一定の円上を動かすことができる。一方、図 6 のように規格化負荷アドミタンス y_L に並列にインダクタやキャパシタを設けると、アドミタンスチャート上で、規格化アドミタンス y_{in} の実部が一定の円上を動かすことができる。

規格化負荷インピーダンスおよびアドミタンスの実部が 1 でない場合、図 5 および図 6 に示した性質を利用し、インダクタおよびキャパシタをはしご形に接続する設計方法を用いることができる。図 7 に一例を示す。負荷を評価した反射係数が A 点の場合、その規格化インピーダンスはチャートより $0.2-j0.2$ である。この設計では、直列のキャパシタで規格化インピーダンスの実部が一定の円上を逆時

図 5. 集中定数素子を直列に設けた場合

図 6. 集中定数素子を並列に設けた場合

図 7. 複数素子を用いた整合設計の一例

計まわりに回して、規格化アドミタンスが $1+j2$ （規格化インピーダンスが $0.2-j0.4$ に相当）となる B 点に移動させる。次に、規格化アドミタンスの実部が 1 となったので、並列のインダクタで規格化アドミタンスの実部が一定の円上を逆時計まわりに動かして、規格化アドミタンスが 1 となる点 C に移動させる。なお、素子値については計算もしくは回路シミュレータで特定することができる。実際の設計においては、選択できるチップ素子の素子値は決まっている。また、チップ素子は自己共振周波数を有している。よって、理想の素子での設計の後に、チップ部品メーカーが提供している S パラメータや等価回路を用いてシミュレーションし、必要に応じて特性を微調整することが求められる。

3. RF フロントエンドの評価^{1)~6)}

RF フロントエンド部の基本的な特性の評価は S パラメータで実施する。図 8 に 2 ポートの散乱行列の概要を示す。また、散乱行列の式を式 (11) に示す。散乱行列は入射波 a_1 , a_2 と反射波 b_1 , b_2 の関係を表している。 S_{11} および S_{22} はそれぞれ端子 1 および端子 2 の反射係数である。また、 S_{21} は端子 1 から端子 2 への透過係数であり、 S_{12} は端子 2 から端子 1 への透過係数である。これらは S パラメータと呼ばれる。式 (11) より、 S_{11} および S_{21} は $a_2=0$ とすることで、 $S_{11}=b_1/a_1$, $S_{21}=b_2/a_1$ より求まる。一方、 S_{22} および S_{12} は、 $a_1=0$ とすることで、 $S_{22}=b_2/a_2$, $S_{12}=b_1/a_2$ より求まる。

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

S パラメータの測定は、一般にベクトルネットワークアナライザを用いる。この測定では、通常はコネクタを設けた評価用基板を必要とする。図 9 に評価用基板の一例を示す。SMA コネクタ部がネットワークアナライザに同軸ケー

図 8. 散乱行列の概要

図 9. 評価基板の一例

図 10. RF プローブステーションを用いた測定系の一例

ブルを介して接続されるため、この測定系では、評価基板の特性も含むことになる。また、図に示すように特に複数の RF 信号を扱うデバイスなどを評価する場合は、必要に応じて、伝送線路間に GND を設け、線路間のアイソレーションを確保する方法が有効である。

RF フロントエンドの設計では、特性の確認や誤動作の原因を調査するため、回路基板上での特性を直接評価できることが望ましい。このような評価は RF プローブを用いる方法が有効である。図 10 にこの手法を用いた測定系の一例を示す。プローブヘッド部とネットワークアナライザを同軸ケーブルを介して接続している。プローブヘッドの先端で校正を取ることができるため、S パラメータを回路基板上で評価することが可能となる。

4. おわりに

本稿では RF フロントエンドの設計において必要不可欠な知識である分布定数回路、スミスチャートについて説明した。また設計で良く用いられる整合回路の設計方法や測定方法について述べた。RF フロントエンドの開発においては基礎的な知識に基づいて、回路および電磁界シミュレータを使いこなすことが特性改善や設計効率を高める上で非常に重要である。また、要求仕様を考慮し設計法や評価手法を発展させることが必要である。本稿が本分野の製品開発、技術開発および関連分野の技術開発に携わる技術者の一助となれば幸いである。本稿は設計で使う基礎知識についてまとめたものであり、さらに深い知識については参考

文献などを参照されたい。

(2015.7.7- 受理)

文 献

- 1) 内藤喜之：“情報伝送入門,” 昭晃堂, 昭和 51 年
- 2) 内藤喜之：“マイクロ波・ミリ波回路,” コロナ社, 昭和 61 年
- 3) 小西良弘監修, 本城和彦著：“マイクロ波半導体回路,” 日刊工業新聞社, 1993 年
- 4) D. M. Pozar: “Microwave Engineering,” WILEY, 2005
- 5) S. Oshima, K. Wada, R. Murata, and Y. Shimakata: “Multilayer dual-band bandpass filter in low temperature co-fired ceramic substrate for ultra-wideband applications,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Vol. **58**, No. 3, pp. 614–623, Mar. 2010
- 6) 大島心平, 和田光司, 村田龍司, 海老原 均, 金子裕臣, 森谷 亮, 川内 治: “SAW フィルタと LTCC 基板を用いた小型クイントプレクサに関する一検討,” 信学技報, IEICE Technical Report MW2010-157 (2011-3), pp. 27–32, Mar. 2011

† 用語解説

マルチプレクサ：信号を周波数ごとに分離する回路のこと。

LPF (Low-pass filter)：低い周波数の信号を通過させ、高い周波数の信号を遮断するフィルタ。

BPF (Band-pass filter)：特定の周波数帯域の信号を通過させるフィルタ。

著者紹介

大島心平 (おおしま しんぺい)

2001 年～2012 年 太陽誘電株式会社, 2010 年 電気通信大学電気通信学研究科修了 (博士 (工学)), 2012 年 独立行政法人国立高等専門学校機構小山工業高等専門学校電子制御工学科講師, 2013 年～ 同校電気電子創造工学科講師。RF フロントエンド, フィルタ, マルチプレクサの研究開発に従事。