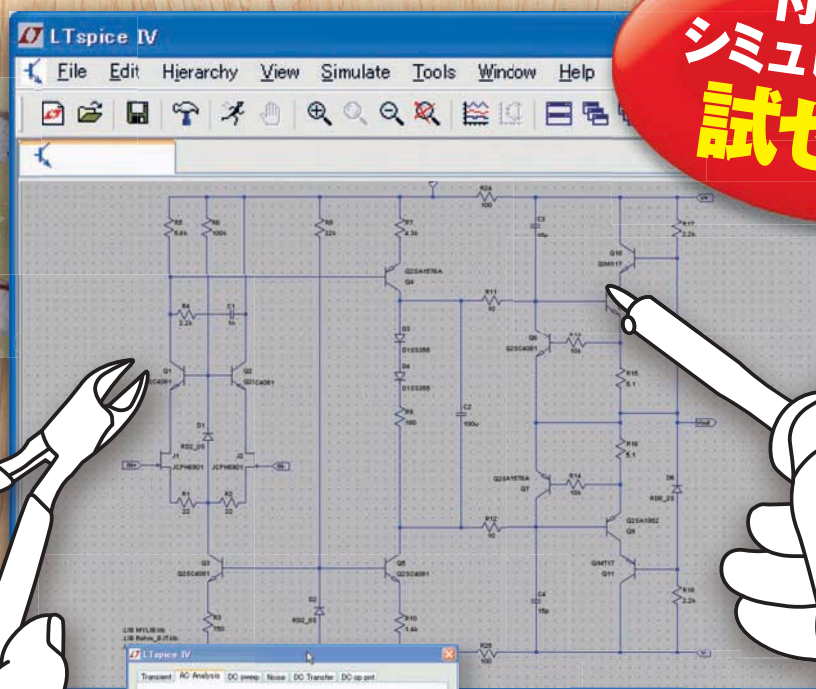
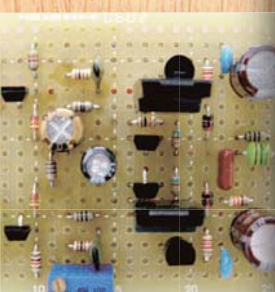


# トランジスタ技術 SPECIAL

パソコンで性能をチューンして試作で確かめる

見本

## 実験&シミュレーション! 電子回路の作り方入門



付属の  
シミュレータで  
試せる!

CD-ROM付属

- 素子数無制限! 電子回路シミュレータ **LTspice**
- 本書掲載の全回路のシミュレーション・ファイル

## Introduction

LTspice ではんだごて不要な  
電子回路実験をしよう

川田 章弘

## 1 本書の内容と構成

本書は、次の内容で構成されています。オーディオ周波数帯からVHF帯までの回路設計を、LTspiceを使って効率よく行う方法をマスターします。LTspiceの使い方を覚えれば、本書では取り扱っていない高精度直流回路の設計検証を効率的に行うことも可能です。

## ▶ 「第1部 超入門！電子回路シミュレーション」

バイポーラ接合トランジスタを使ったスイッチング回路のシミュレーションを例に、LTspiceの使い方の基本をマスターします。電子回路の教科書に出てくる少数キャリア蓄積効果の影響を軽減させる「スピードアップ・コンデンサ」の効果もシミュレーションと実験により検証します。バイポーラ接合トランジスタを使った信号増幅やOPアンプ回路を使ったI-V変換回路などについても解説します。

## ▶ 「第2部 OPアンプ回路超入門」

各社から提供されているOPアンプのマクロ・モデル(ビヘイビア・モデル)を使って回路シミュレーションする方法を解説します。各種OPアンプ回路の動作についても、ここで復習することができます。教科書を読んだだけでは理解できなかったOPアンプの使い方を本書を片手にシミュレーションしながら再学習することができます。OPアンプ回路の動作に対する理解をより深めることができるでしょう。

## ▶ 「第3部 やってみよう！電子回路シミュレーション」

具体的な応用回路を例に、実設計にLTspiceを積極的に活用する方法を紹介します。実際の回路設計にどのようにLTspiceを活用すれば良いかのヒントになるでしょう。

LTspiceを活用することで、単純な設計ミス(計算間違い)の有無を試作前に確認できるほか、部品定数の最適化も効率よく行えます。回路に含まれる特定の部品定数を増減させたとき、全体の特性がどのように変化するかを定性的に把握することが容易です。

LTspiceを活用することで試作実験によるカット＆トライを大幅に減らすことができます。

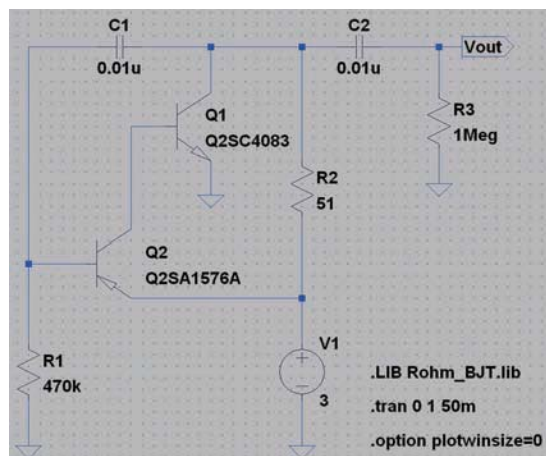
1 GHz帯を超えた高周波回路(分布定数回路)設計には、高周波回路/電磁界シミュレータが必要になります。しかし、高周波回路であっても、数百MHz程度の集中定数回路ならばLTspiceを用いて十分に検証できます。LTspiceは無償で回路規模制限なしです。はんだごてと同様、電子回路エンジニア必携の道具として活用しましょう。

## ● 初心者向け電子工作キットの回路動作確認

プロの電子回路技術者だけではなく、アマチュア(趣味人)や学生にとっても、回路規模制限のないLTspiceは役立ちます。例えば、雑誌や電子工作キットに掲載されている回路の動作を調べたいときにもLTspiceが使えるからです。

図Aに文献(1)に掲載されているノイズ・インジェクタ(コムジェネレータ)回路を示します。図Aの回路のトランジスタ(BJT)は、キットの組立説明書とは異なり、現在入手の容易な表面実装タイプのものに変更しています。キットの説明書によると、この発振回路は、基本波が250 Hz程度でその高調波が櫛(Comb)状に発生する回路です。

LTspiceにより周波数スペクトラムを確認した結果



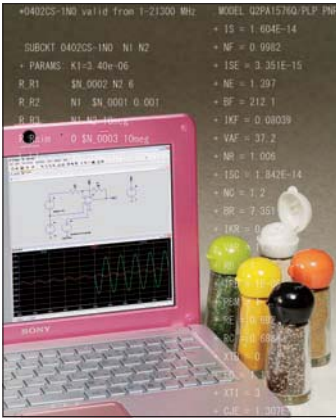
図A(1) ノイズ・インジェクタ回路  
ラジオの調整などに使用する。

第1章 LEDを点滅させたりモータを回したり止めたり

トランジスタのスイッチング  
駆動技術

登地 功

本章では、マイコンやFPGAの出力でLEDやフォトカプラ、小型のリレーなどを駆動できる回路を例にシミュレーションにTRYします。本章は次のSTEPで構成されています。STEP1 基礎知識、STEP2 シミュレーションの準備、STEP3 シミュレーションを使って波形観測、STEP4 実験！スイッチング速度を上げる。



STEP 1

トランジスタの用途とスイッチング回路への応用  
基礎知識

トランジスタとは

バイポーラ・トランジスタは、増幅素子として使われていた真空管に代わるものとして、ベル研究所のショックレー、バーディーン、ブラッテンの3人によって発明された、最初の半導体増幅素子です。

写真1に示すように、トランジスタには次の三つの端子があります。

- **エミッタ** (emitter)：電流を排出する端子
- **ベース** (base)：コントロール信号や小さなアナログ信号を入力する端子
- **コレクタ** (collector)：電流を収集する端子

トランジスタにはバイポーラ・トランジスタと、JFETやMOSFETなどのユニポーラ・トランジスタがありますが、ただトランジスタといった場合にはバイポーラ・トランジスタを意味することがほとんどです。

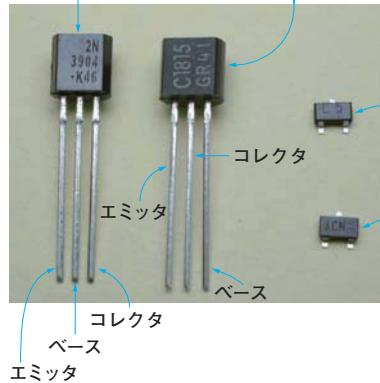
バイポーラ・トランジスタは、**P型**または**N型**と呼ばれる2種類の半導体で構成されています。P型半導体の電気の運び屋(キャリア)は正孔で、N型半導体の場合は電子です。これがそのバイポーラ(bi-polar, 二つの極性)と呼ばれる理由です。

▶ダイオードが2個接続された部品と見ていい

図1に示すように、バイポーラ・トランジスタには、**NPN型**と**PNP型**があります。両者はPとNがサンドイッチされた構造になっており、PとNの接合部が2箇所あります。PN接合が二つあるので、等価回路としてダイオードを2個接続したように見えます。しかし二つのディスクリートのダイオードを単につなぎ合

本書の実験で使用する定番バイポーラ・トランジスタ 2N3904

何十年間も超定番と呼ばれ続けていたバイポーラ・トランジスタ 2SC1815。2010年ディスコンになってしまった…



汎用小信号トランジスタ 2SC1623 (2SC1815と特性が似ている)

高周波トランジスタ 2SC3837K ( $f_T = 1.5\text{GHz}$ ,  $C_{ob} = 0.9\text{pF}$ )

写真1 3本足の増幅素子 バイポーラ・トランジスタ —— 第1章と第2章の実験で使う。

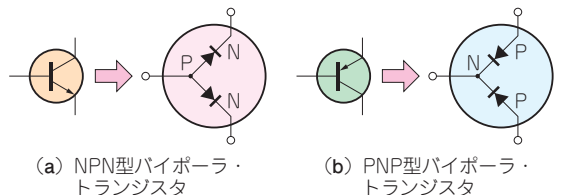


図1 バイポーラ・トランジスタにはNPNとPNPの2種類あるダイオードと同じPN接合を二つもっているため、等価的にダイオードが2個接続された部品として見ていい。

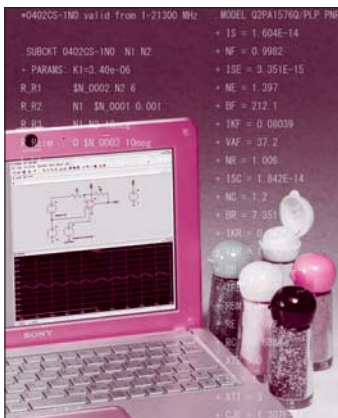
わせても増幅作用は起きません。なぜなら、**増幅作用**のかぎは二つの接合間の距離が極めて近いことだからです。

## 第2章 弱弱い信号の電圧や電流を大きく力強く

トランジスタを使った  
信号増幅技術

登地 功

本章では、トランジスタにアナログ信号を入力し、その形ができるだけ壊れないようにしたまま振幅を大きくする「増幅」の技術をマスタします。本章は次のSTEPで構成されています。STEP1 トランジスタ1個で信号を増幅する方法、STEP2 シミュレーションの準備、STEP3 シミュレーションを使った回路の評価、STEP4 半導体メーカーが提供する部品モデルを使う、STEP5 実際に組み立てて答え合わせ、STEP6 コレクタ接地増幅回路のシミュレーションと実験。



## STEP 1

増幅動作させる方法とそのメカニズム  
トランジスタ1個で信号を増幅する方法

● 増幅とは…入力信号の電力を大きくすること

**増幅**とは、簡単に言うと小さな信号を大きくすることです(イラスト)。

電子回路では、電圧が大きくなって電流が小さくなったのでは、増幅されたとは言いません。**入力電力より出力から得られる電力のほうが大きくなっていないと増幅とは言えません。**

例えば、1次巻き線より2次巻き線の巻き数が多いトランスの1次側に電圧を入力すれば、2次側に大きな電圧の信号が出力されますが、これは増幅とはいえません。というのは、2次側から出力される電流は1次側に入力する電流よりも小さくなっているからです。

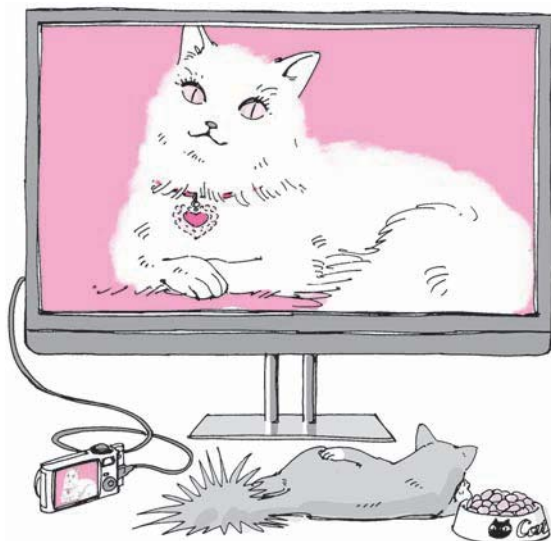


イラスト 小さなものを大きくするのが増幅

つなぎ方と信号の出入口が異なる  
3種類のトランジスタ増幅回路

図1～図3にトランジスタ1個の増幅回路を3種類示します。

## (1) エミッタ接地接続(図1)

多くの教科書に最初にしてある接続です。図1からわかるように、エミッタがグラウンドに接続されています。**ベースに信号を入力してコレクタから出力を取り出します。**電圧と電流の両方がそれぞれ大きくなって出力されます。**入力信号の電力と出力信号の電力の比(電力ゲイン)は、三つの増幅回路の中で一番大きく取ることができます。**

入力インピーダンスが比較的低く、出力インピーダンスが高いので、負帰還をかけたり、コレクタ接地増幅回路(エミッタ・フォロウ)と組み合わせて特性を改善して利用することが多い回路です。

## (2) コレクタ接地接続(図2)

**ベースに信号を入力して、エミッタから出力を取り出します。**コレクタは、グラウンドではなく、電源に接続されていますが、交流の信号から見れば、電源もグラウンドも電位が変動しないので同じです。つまり図2のコレクタは接地されていると考えることができます。

この回路は、**電流を大きくして出力することができます。**電圧ゲインはほぼ1倍です。

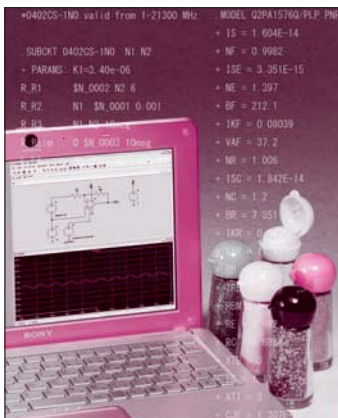
入力インピーダンスが高く、出力インピーダンスが低いだけでなく、小さな入力電流で大きな電流を出力

## 第3章 確実に動く増幅技術をマスターする

オーディオ・アンプ回路  
の設計

川田 章弘

本章では、ヘッドホン・アンプを例に、シミュレーションを使った増幅回路の設計法とその手順をお見せします。本章は次のSTEPで構成されています。STEP1 手計算とシミュレーションで特性をチューニング、STEP2 シミュレーションで仕上がり特性をチェック、STEP3 実際に組み立てて特性を測る。



## STEP 1

無信号時の直流電位と帰還前のゲイン周波数特性をチェック  
手計算とシミュレーションで特性をチューニング

## こんな回路

## ● 市販のアンプを参考にします

本章では、 $\pm 12\text{V}$  直流電源で動作するヘッドホン・アンプを設計してみます。

ヘッドホン・アンプの回路には種々の方式があります。個人的には、図1に示すようなOPアンプ型のアーキテクチャ(高ゲインのアンプを極分離によって位相補償するというワイドラネ型)が好みなのですが、今回は世間で音質が良いと評判の回路を参考に設計してみました。

ベースとした回路は、参考文献(1)(p.34)に載っているA-S2000というヤマハのプリメイン・アンプに内蔵されているヘッドホン・アンプです。元の回路は $\pm 60\text{V}$  電源で動作させる回路ですが、ヘッドホン・アンプのためだけに高電圧の電源回路を用意するのは

大変ですから、より一般的な $\pm 12\text{V}$  電源で動作するように再設計しました。

設計に使用するトランジスタは、SPICEモデル・パラメータの充実しているトランジスタ(ローム)を使用し、入力差動回路にはペアJFET(三洋半導体、現オン・セミコンダクター、現在は廃品種)を使用しました。このJFETのみ、自作の簡易SPICEモデル・パラメータを使用しています。

CPH6901は、表面実装タイプのペアJFETです。自作の簡易モデルは下記のようなものです。

```
.model JCPH6901 NJF(beta=3.8m
vto=-0.80 cgd=0.9p cgs=5.0p)
```

手計算で回路各部の無信号時の電位  
「直流動作点」をチューニングします

## ● まず初段の増幅回路に着目

設計したヘッドホン・アンプの回路を図2に示します。初段の差動増幅回路には、JFETペアのCPH6901を使用し、トランジスタを併用してカスコード・ブートストラップ回路を構成しました。ドレイン・ソース間電圧を固定することで、差動増幅回路から発生するひずみ率の改善が期待できます。固定電圧は、ツェナー・ダイオードの $2\text{V}$ で決めます。このツェナー・ダイオードは、LEDでもよいでしょう。

差動増幅回路のテール電流 $I_{tail}$ は、 $2\text{mA}$ にしました。テール電流の大きさによってアンプのスルーレートなどの特性が変化します。電流は小さくしすぎるとJFETの $V_{GS}$ 電圧のばらつきが大きくなります。このばらつきを吸収するには、抵抗 $R_1$ と $R_2$ を大きくする

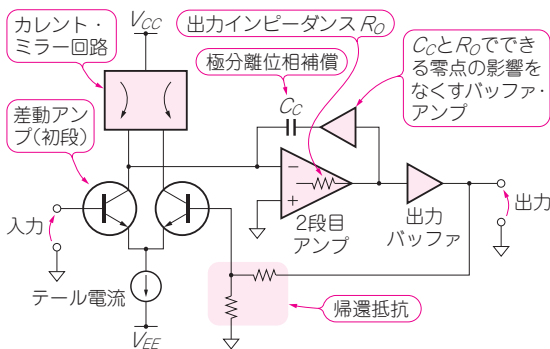
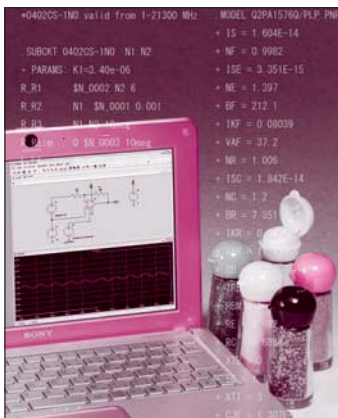


図1 アンプのアーキテクチャの一例(OPアンプ・タイプ)

## 第4章 D-Aコンバータの周辺回路を例に

電流-電圧変換と  
フィルタリングの技術 川田 章弘

本章では、デジタル信号をアナログ信号に変換するIC D-Aコンバータの周辺回路の設計にシミュレーションを生かす方法を紹介합니다。本章は次のSTEPで構成されています。STEP1 D-Aコンバータ用の電流-電圧変換回路の設計、STEP2 オーディオD-Aコンバータ用ロー・パス・フィルタの設計

STEP 1 デジタル信号をアナログ信号に変換するICと組み合わせる  
D-Aコンバータ用の電流-電圧変換回路の設計

- カットオフ周波数100 kHzのI-V変換回路の定数を手計算で求める

図1に示すのは、電流を電圧に変換する典型的な回路(I-V変換回路)です。低周波の電流-電圧変換でよく使われています。-3 dB遮断周波数はRCフィルタの特性と同じです。

フォト・ダイオード用のI-V変換回路では、パルス応答特性と安定性を考慮して、図2のような計算によって位相補償コンデンサの値を決めます。

オーディオ用のD-Aコンバータの場合、**なぜか出力電流源の並列容量 $C_D$ が記載されていないことが多い**ため、図2のような計算によってコンデンサを最適化することができません。-3 dB遮断周波数によってコンデンサの値を決めることが一般的なようです。

## ▶ 定数の決めかた

ここでは、オーディオ用のD-AコンバータPCM1795(テキサス・インスツルメンツ)に使うI-V変換回路を想定して、図3のような手順で定数を決めました。

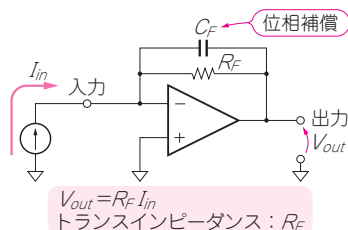


図1 OPアンプを使った代表的なI-V変換回路(トランスインピーダンス・アンプ)

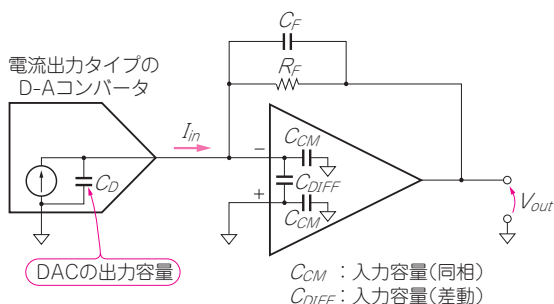
- シミュレーションでゲインと群遅延の周波数特性を調べます

図4にシミュレーション回路を示します。ゲイン-周波数特性と群遅延特性をシミュレーションした結果を図5に示します。

図3に示した設計から、トランスインピーダンスは820 Ωですから、トランスインピーダンス・ゲインGは次のとおりです。

$$G = 20 \log(820) = 58.276 \text{ dB}$$

図5の結果から、フラットな周波数帯域でのトランスインピーダンス・ゲインは58.276 dBであり、設計



トランスインピーダンス $R_F$ は、

$$R_F = \frac{V_{out}}{I_{in}}$$

より求める。 $C_F$ は次式で求める。

$$C_{in} = C_D + C_{DIFF} + C_{CM}$$

とすると、次のようになる。

$$C_F = \sqrt{\frac{C_{in}}{\pi GBW R_F}}$$

ただし、 $GBW$ : OPアンプのゲイン帯域幅積

図2 I-V変換回路の一般的な設計法

## 第2部 OPアンプ回路超入門

## 第5章 汎用 OPアンプでシミュレーションの基本を学ぼう

## OPアンプから始める

登地 功



OPアンプ回路のシミュレーション、最初は汎用 OPアンプを使った反転アンプを取り上げます。

本章では、回路図入力を行ってから、信号波形をオシロスコープのように表示する「過渡解析」を実行して信号を観測します。

本章では、アナログ回路を設計するときに避けて通ることのできない IC「OPアンプ」の動作を、LTspiceを使って確認しながらマスタしていきます。LTspiceは、誰でも無償でダウンロードでき、パソコン上で電子回路の設計や学習が可能なシミュレーション・ソフトウェアです。本書付属の CD-ROM に収録されており、すぐにインストールできます。

気を付けなければならないのは、シミュレーションと現実の回路は必ずしも動作が一致しないということです。第2部では、LTspiceで回路動作を理解したら実験で動作を確認する、という流れで進めます。

## 今すぐ誰でもパソコンで試せる

## ● 0円なのに実用にも十分使える「LTspice」

電子回路シミュレータはいろいろあるのですが、無料で使えるものの多くは、機能や使用期限が限定された「評価版」です。

ところが、LTspiceはシミュレーションできる回路規模に制限がなく、機能的にも製品版のシミュレータと比較して見劣りしません。ICの内部回路や高周波

回路など特殊な用途を除き、アナログ回路シミュレータとして十分に実務で使用できるレベルです。

どうしてこんなにおいしい話があるかという点、LTspiceの製造元は、アナログ IC メーカー(リニアテクノロジー)で、あくまで IC を販売するサポート・ツールとして位置付けているからです。LTspiceに標準で付属している部品モデルは、リニアテクノロジー社製がほとんどですが、他社の IC やディスクリート半導体を組み込んで使うこともできます。

## ● 無料でどこでも簡単ダウンロードできることのメリット

LTspiceは、会員登録などの面倒なことも不要で、リニアテクノロジーのウェブ・サイトにアクセスすれば、ツールをダウンロードできます。本書 CD-ROM からインストールすればダウンロードも不要です。

このことで、筆者がパソコン上で検討した結果を、みなさんのところ(パソコン上)で再現できます(図1)。

無料なので、回路設計上困ったときに、相談相手と同じツールを使いながら、疑問点をクリアにしていく

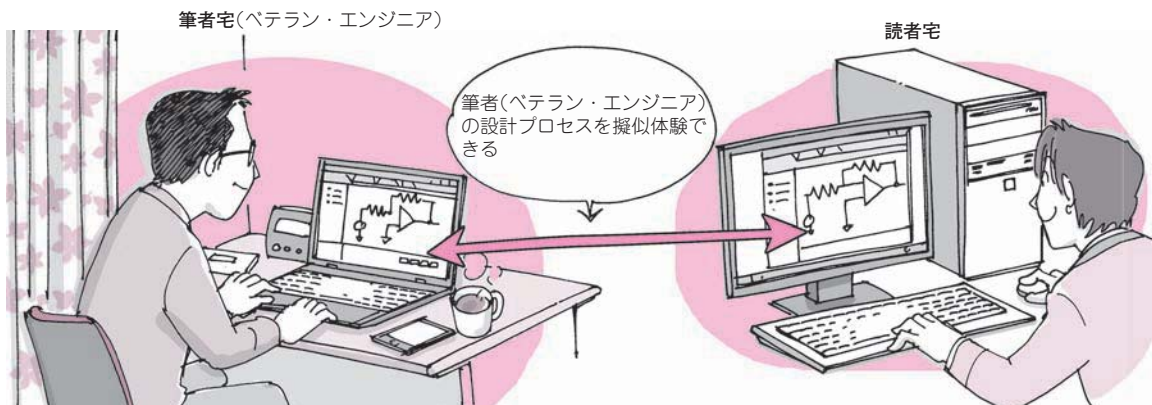


図1 LTspiceを使えばわざわざ回路を作らなくても検討できる他人の作った回路も再現できる。



## 第6章 反転アンプを使ってさまざまな特性を調べよう

# OP アンプ回路を動かしてみる

登地 功

前章に続いて反転アンプ回路のシミュレーションを行います。アンプに方形波信号を入力して過渡応答特性を観測し、続いて「AC解析」でアンプの周波数特性をネットワーク・アナライザのように表示してみます。周波数-位相特性から、負帰還アンプの安定性についても考察します。

図1は、OPアンプを使った反転アンプ回路です。今回は、シミュレータの機能を使いながら、この回路の動作についてももう少し詳しく見てみます。

### いろんな信号を入れて出てくる信号の波形を見てみる

#### ■ 正弦波を入れてみる

回路図を描いたら、信号源を設定します。信号源 V1 を正弦波出力に設定するには、まず右クリックして現れるダイアログで [Advanced] ボタンをクリックします。

次に、メニューから [Simulate] - [Edit Simulation Cmd] でダイアログを呼び出します。Transient タブを選び、Stop Time を 10 m に設定し、[OK] をクリックします。回路図ウィンドウに戻るので .tran 10m というコマンドを適当な位置に張り付けます。

#### ● 入出力の波形は？

シミュレーションを実行し、回路図上の VOUT、

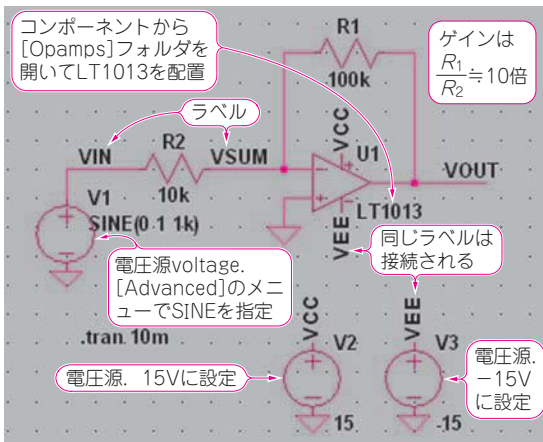


図1 OPアンプを使って構成したアンプ(反転型)(第5章図12と同じ)

電源電圧±15VはLT1013のデータシートにある特性測定時の条件。

VIN をクリックすると、図2のように波形が表示されます。

出力振幅は 10 V、信号源に設定した入力電圧は 1 V でしたから、設計通り 10 倍のゲインが得られています。

#### ● 0VであるはずのOPアンプ入力端子の電圧は？

反転入力端子の電圧を見てみましょう。電圧振幅が非常に小さいので、そのまま波形を追加しても 0 V には見えません。別のグラフに表示しましょう。

波形ウィンドウをアクティブにして、図3のようにメニューから [Plot Setting] - [Add Plot Pane] を選びます。すると、中身のない新しいグラフが上に追加されるので、回路図の「VSUM」をクリックして波形を追加します。図4のように、OPアンプの反転入力端子の電圧が上のグラフ中表示されます。

OPアンプの反転入力端子は、仮想接地点と呼ばれて理想的には接地電位なのですが、OPアンプのゲイ

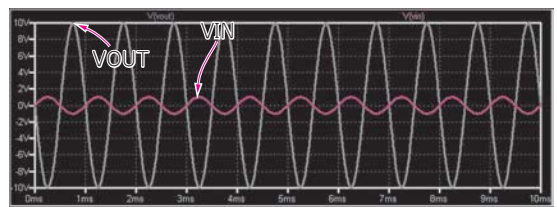
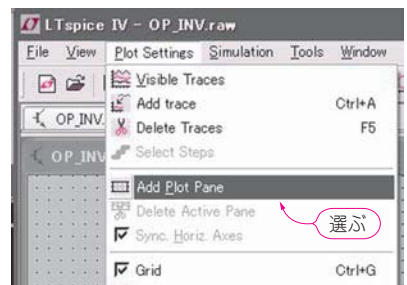


図2 VOUT、VIN をクリックしてその2点の波形を表示させる図1のシミュレーション結果。

図3 微小振幅の波形を見るためグラフを追加する  
波形ウィンドウをアクティブにした状態でメニューを操作。







## 第7章 定番から高速 OP アンプまで自由にシミュレーションしてみよう

# 各社の OP アンプを動かしてみる

登地 功

本章では、デバイス・メーカが提供している OP アンプの Spice マクロ・モデルを使って、LTspice でシミュレーションする方法を紹介します。汎用 OP アンプに続いて、高速 OP アンプを使った回路をシミュレーションして、高速 OP アンプを使う上での注意点を検証します。

LTspice に標準で添付されている OP アンプの部品モデルはすべてリニアテクノロジー製です。しかし、OP アンプのメーカは他にもたくさんありますから、リニアテクノロジー社以外のメーカの OP アンプを使ってみたくという方も多いでしょう。

LTspice は、太っ腹にもリニアテクノロジーの製品に限らず、他社の製品でも SPICE マクロ・モデルが入手できれば、そのモデルを組み込んでシミュレーションできます。

本章では別のメーカから提供されているシミュレーション・モデルを使ってみましょう。

### 新日本無線の OP アンプでシミュレーション

● セカンド・ソースあり！定番 NJM324 を使ってみる  
汎用 OP アンプとしてよく使われている、新日本無線 (JRC) の NJM324 を使ってシミュレーションしてみます。モデル・ファイル名は「njm324.lib」です。

NJM324 は、定番 OP アンプ LM324 のセカンド・ソースです。ナショナル・セミコンダクター社がオリジナルですが、多くの半導体メーカがセカンド・ソース品を生産しています。とりたてて大きな欠点がない八方美人的な性能、入手性の良さ、そして低価格が受けていて広く使われています。

▶ 要注意！電源電圧範囲を超えてしまっても動いてしまう

NJM324 のファミリには、動作温度範囲が広い NJM2902 もあります。オリジナルは LM2902 です。こちらでも多数のメーカが製造していますが、電源電圧の許容範囲がメーカによって違う場合があります。NJM2902 は 32 V まで使用可能ですが、メーカによっては 26 V までしか許容していない場合がありますから、データシートでよく確認しておきましょう。

残念ながら LTspice では、過大な電源電圧が加わったときの信頼性テストまではシミュレーションできません。

### ● シミュレーション・モデルをダウンロードする

新日本無線のホームページ (<http://semicon.njr.co.jp/jpn/product>) からシミュレーション・モデルをダウンロードします。図 1 のように「ホーム・製品情報」のページから PSpice 用のマクロ・モデルがダウンロードできます。ユーザ登録すれば、OP アンプの他にもコンパレータや電源用 IC など、いろいろな製品のシミュレーション・モデルをダウンロードすることができます。

シミュレーション・ライブラリは PSpice 用ということになっていますが、試してみた限りでは LTspice での使用に問題はないようです。ただし、提供元はシミュレーション結果についての保証はしていないので、自己の責任の元で使ってください。

ダウンロードした zip ファイルを解凍すると、品種ごとにたくさんのファイルができます。拡張子が .lib のファイルがシミュレーション・モデルです。



図1 新日本無線のホームページから NJM324 のモデルをダウンロードする



## 第8章 広帯域アンプを作って実験!

# 高速アンプを試作してシミュレーションと比べる

登地 功

本章では、前章でシミュレーションした高速 OP アンプによる反転アンプを実際に組み立てて、シミュレーション結果と比較してみます。高速、広帯域の増幅回路を組み立てるためのノウハウも紹介します。

前章では汎用 OP アンプ NJM2902 と高速 OP アンプ THS4271 で作った反転アンプをシミュレーションしました。

本章では、この回路を実際に作ってみます。ゲイン 20 dB で帯域が 40 MHz もある広帯域アンプの実験に挑戦します。40 MHz という高い周波数の信号を扱う回路を作ったりシミュレーションしたりするときは、これまで扱ってきた低周波回路では必要のなかった「高周波センス」が欠かせません。

### ● 帯域 400 MHz のアンプを作ってみます

汎用 OP アンプの応用回路は、シミュレーションをしなくてもほぼ設計値どおりに動作します。ここでは高速 OP アンプであるテキサス・インスツルメンツの THS4271 を使い、図 1 に示す電圧ゲイン 10 倍の広帯域アンプを試作して、前回のシミュレーション結果と比べてみます。

データシートによれば、電圧ゲイン 10 倍のとき -3 dB 帯域幅は約 40 MHz、ゲインが 0 dB になる周波数は約 400 MHz です。

一般に、このくらいの広い帯域を持ったアンプで電圧ゲインを 10 倍も取ることはあまりないのですが、シミュレーション結果と比べてみるために、あえてゲインを 10 倍にしてみました。

このような広帯域のアンプは、ブレッドボードに実装するとまったく動きません。測定するときも高周波特有の技術が必要です。

## 高周波ならではのこと三つ

### ● 一つ目…目に見えないものにも気を配る

実際に回路を組み立てるときは、シミュレーションでは考慮しなかった **パスコン** などを加えなければなりません。

とくに部品や配線のインダクタンスの影響が大きく、長さ 5 mm のリード線のインダクタンスを 5 nH と仮定す

ると、1 GHz では 31 Ω のインピーダンスを持ちます。

シミュレーションでは、電源は内部インピーダンス 0 の理想的な電圧源として扱えます。実際の基板には電源から伸びる長い配線があるので、高周波ではとても電圧源として見なすことができません。高周波で電源として電気エネルギーを供給するのは、電源と GND の間に入れる **バイパス・コンデンサ** (パスコン) です。図 1 では  $C_1 \sim C_4$  がパスコンです。

部品も理想的なものとは見なせません。チップ・セラミック・コンデンサのインダクタンスは、サイズによりますが、0.3 nH ~ 1 nH くらいあります。

パスコンなどは、なるべく小さなサイズのものを OP アンプの電源ピンの直近に取り付けます。コンデンサは自己共振周波数以上ではインダクタンスに見えますから、複数並列にしてインピーダンスを下げるとともに、インピーダンスにピークが生じないように配慮しなければなりません。

### ● 二つ目…接続するものどうしのインピーダンスを合わせる

ほとんどの高周波の測定器の入出力インピーダンスは 50 Ω なので、被測定回路の入出力インピーダンスも 50 Ω にしなければなりません。インピーダンス整

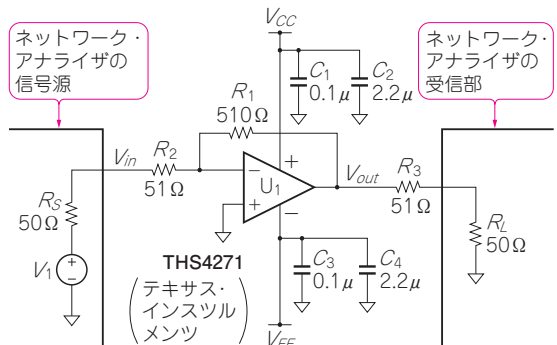


図1 前章でシミュレーションした帯域 400 MHz の広帯域アンプを実際に試作して周波数特性を確認する



## 第9章 非反転アンプの特徴をシミュレーションで理解しよう

# 非反転アンプのシミュレーション

登地 功

本章では、もう一つの基本増幅回路である非反転アンプを解説します。非反転アンプの特徴のひとつである高入力インピーダンス特性を生かすために、CMOS OPアンプのマクロモデルを使ってシミュレーションしてみました。

よく使われるOPアンプ増幅回路には次の2種類あります。

- (1) 非反転アンプ
- (2) 反転アンプ(第6章)

本章では、(1)の非反転アンプの特徴と応用を紹介します。低消費電力のOPアンプTLV2252をシミュレーションで動かしてみます。

### 非反転アンプの特徴

#### ● 動作のイメージ

図1に非反転アンプの動作を示します。OPアンプの反転入力と非反転入力の電位差(電圧のちがいは、アンプが飽和していない限りほぼ0Vです。もし電位差があれば、OPアンプの電圧ゲインは非常に大きいので、出力がプラスかマイナスのどちらかに振り切れます。このOPアンプの性質のおかげで周辺抵抗の比で電圧ゲインが決まります。

イメージとしては、**支点が端にある「てこ」**のよう

な感じ です。

交流信号の場合は、低周波では入出力の位相は同じで、位相差 $0^\circ$ です。したがって、入力信号がそのまま定数倍されて出力に現れます。

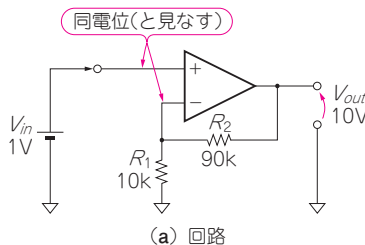
周波数が高くなるとOPアンプの中で信号の位相が遅れるため、入出力の位相差が生じます。これは反転アンプでも同様ですが、反転アンプの場合は低周波での入出力位相差が $180^\circ$ でした。

#### ● 使い方の基本

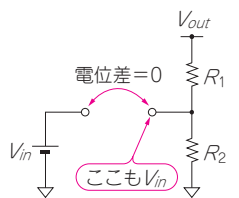
非反転アンプの低周波での入力インピーダンスは非常に高くなっています。回路の入力インピーダンスは、OPアンプの入力バイアス電流を流す抵抗ではほぼ決まります。

JFET入力やCMOS入力のOPアンプを使った回路で、特に高入力インピーダンスが必要な場合は、**絶縁に注意するとともに、ガード・パターンなどを設けるといった配慮が必要です(図2)**。

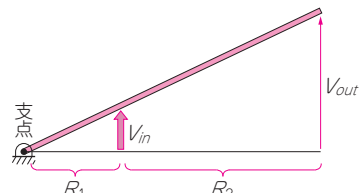
周波数が高くなると、アンプや配線の静電容量の影響が出てきて、入力インピーダンスが下がります。また負帰還抵抗が高いと、位相が遅れて回路が発振した



(a) 回路



(b) ゲイン計算用に単純化



(d) 動作のイメージ

抵抗分圧の式から、

$$V_{in} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{out}$$

$V_{out}$ について解くと、電圧ゲイン $G_V$ が求まる

$$G_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

(c) ゲインの計算式

図1  
非反転アンプの動作と  
ゲイン設定



## 第10章 実験&シミュレーション! 単電源非反転アンプの特性を調べる

# 単電源アンプの過渡応答と 周波数特性

登地 功

本章も LTSpice を使ってアンプの動作をシミュレーションで考察し、試作して実験します。アンプのタイプは、単電源で動作する非反転型です。OP アンプは、非反転アンプの高入力インピーダンスをより生かせるよう、入力インピーダンスが高い CMOS 型から TLV2252 を選びました。電源電圧 2.7 ~ 8 V で動かします。

### 正弦波を入力して 出力信号の波形を調べる

- 単電源型は入力信号が少しぐらいなら負になっても大丈夫

TLV2252 は入力ピンの電圧(コモン・モード入力電圧範囲。データシートでは  $V_{ICR}$  という項目)がマイナス電源を含んでいますから、単電源でも 0 V、実力としては -0.3 V くらいの信号を扱えます。単電源用の OP アンプというのは、このように 0 V 付近の入力電圧を許容するものが一般的です。

逆にプラス側の入力電圧範囲は、電源電圧 5 V のときに 3.5 V までしか保証されていませんので、プラス電源に近い入力電圧は扱うことができません。

OP アンプのマイナス電源は GND ですから、入力電圧は -0.3 V くらいまで許容範囲です。入力信号が 0.1 V ならそのままでも大丈夫なはずですが。

- 正弦波を入力してみると…波形がおかしい？

図1に示すように、教科書どおりに非反転アンプを

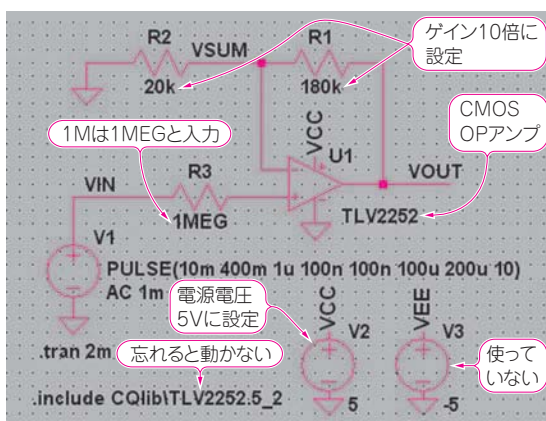


図1 非反転アンプのシミュレーション(N3-5-1.asc)

TLV2252 を 5V 単電源で動かすゲイン 10 倍のアンプ。AC 解析時 V3 があると未接続エラーが出る。消去するかダミーで抵抗などを付けておく。

構成して、正弦波(1kHz, 0.1V)を入力してみましょう。回路の電圧ゲインは 10 倍ですから、出力は 1 V の正弦波になるはずですが。信号源の  $V_1$  を 1 kHz 正弦波に設定します。図2のように設定を変えてください。

トランジェント解析(過渡解析)で 5 ms までシミュレーションしてみると、出力は図3のような波形になります。これでは正弦波ではありませんね。正弦波の上半分しかないようです。

入力信号に設定した振幅 0.1 V の意味は、正弦波の振幅は +0.1 V ~ -0.1 V です。

これを 10 倍に増幅するのですから、出力電圧の振幅は +1 V ~ -1 V になります。ところが、OP アンプのマイナス電源は GND (0 V) です。マイナスの電圧は出力できません。そのため、出力がマイナスになる正弦波の下半分がなくなってしまったのです。

- 単電源アンプに入力する信号の電圧は少し持ち上げてやる

それではきれいな出力信号を得るにはどうしたらよ

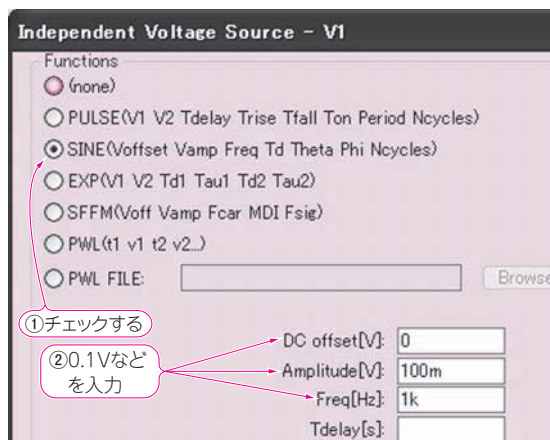
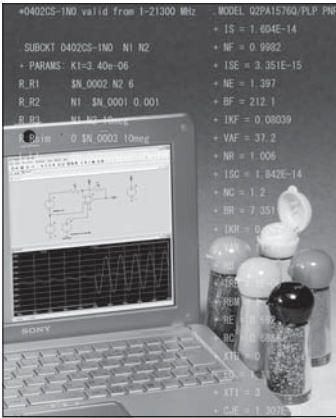


図2 信号源を正弦波に設定する

$V_1$  を右クリックで選択して出てくるダイアログで [Advanced] ボタンをクリックすると設定画面が出てくる。

# 第3部 やってみよう！電子回路シミュレーション



## 第11章 無難な周波数特性で一番よく使う

# バターワース型ロー・パス・フィルタ

川田 章弘

これまで、OPアンプ回路などの基本的なアナログ回路の設計にシミュレーションを生かす方法を紹介しました。この第3部では、フィルタ回路や高周波回路、アナログ回路など、実際の設計にLTspiceを役立てる方法を紹介します。

### ■ 遮断周波数100 MHz, 7次タイプを設計する

#### ● オートドックスな周波数特性

バターワース(Butterworth)型ロー・パス・フィルタは、減衰量とパルス応答の両方が「ほどほど」なフィルタが欲しいときに使います。LPFが必要になったときに、まず最初に検討します。

チェビシェフ特性やエリプティック特性と比較する

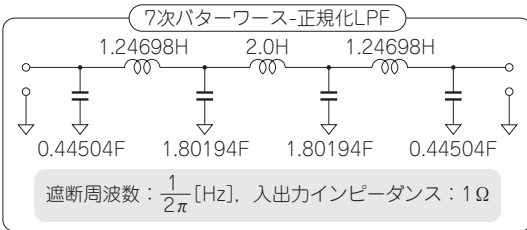
と群遅延特性は良好ですが、それでもパルス応答特性を調べると波形が崩れます。

いっぽう次章のベッセル・フィルタはパルス応答は良好ですが、同じ次数で比較したときに、バターワース・フィルタなど他のフィルタほど減衰量が得られません。

#### ● 正規化フィルタを使って設計する

ベッセルLPF(次章で詳述する)と同じように、正規化フィルタを使えば簡単に設計できます。フィルタの次数は7次、遮断周波数は100 MHzです。

図1に、バターワース型ロー・パス・フィルタの設計手順を示します。シミュレーションは計算値をもとに行いますが、参考までに実際に製作するときに使える定数をカッコ内に示しました。



#### 設計手順

遮断周波数  $f_0 = 100\text{MHz}$  とすると、周波数スケールリング係数  $M$  は、

$$M = \frac{f_0}{1} = \frac{100 \times 10^6}{0.159155} \approx 628.32 \times 10^6$$

インピーダンス・スケールリング係数  $K$  は、

$$K = \frac{Z_0}{1} = \frac{50}{1} = 50$$

各  $LC$  を以下のようにスケールリングする

$$L = L_{nom} \times \frac{K}{M}, \quad C = C_{nom} \times \frac{1}{KM}$$

したがって、

$$1.24698\text{H} \rightarrow 1.24698 \times \frac{50}{628.32 \times 10^6} \approx 100\text{nH}$$

$$2.0\text{H} \rightarrow 2.0 \times \frac{50}{628.32 \times 10^6} \approx 160\text{nH}$$

$$0.44504\text{F} \rightarrow 0.44504 \times \frac{1}{50 \times 628.32 \times 10^6} \approx 14\text{pF} \quad (15\text{pF})$$

$$1.80194\text{F} \rightarrow 1.80194 \times \frac{1}{50 \times 628.32 \times 10^6} \approx 57\text{pF} \quad (56\text{pF})$$

となる

### ■ 周波数特性と方形波応答

設計した回路をもとに作成したシミュレーション回路を図2に示します。

シミュレーションを実行すると、 $S$ パラメータを表示させることができます。結果は、図3のようになりました。群遅延特性は図4のとおりです( $S$ パラメータと群遅延の表示法についてはp.121のColumnを参照)。

阻止域で  $|S_{11}|$  が 0 dB に近づく点は、次章のベッセル・フィルタと同じです。ベッセルLPFと異なるのは、減衰量(減衰傾度)がベッセルLPFよりも大きいことです。逆に、群遅延の平坦性はベッセルLPFよりも悪いです。

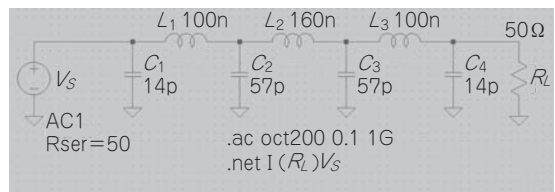
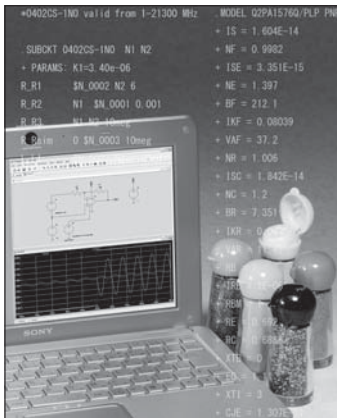


図2 設計し終えた7次バターワースLPF ( $f_c = 100\text{MHz}$ ) (J3-1-2.asc)

図1 7次バターワースLPFの設計手順



## 第12章 素直なパルス応答が得られてデジタル信号伝送に最適

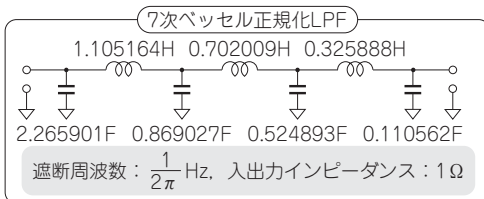
# ベッセル型ロー・パス・フィルタの設計

川田 章弘

前章は、減衰量とパルス応答の両方が「ほどほど」なバターワース・フィルタをLTSpiceを使って設計し、LTSpiceのアイ・パターン表示機能を利用して、ランダムなデータ・ビット列に対する応答を調べました。本章は、パルス応答が良好で、デジタル信号の通信ラインによく利用されているベッセル・フィルタを設計してみます。

### ■ 素直なパルス応答が得られるフィルタ

- パルス信号の波形はフィルタを通過するとゆがむ昔は、多数の音声を一本の信号線に乗せるために、複数の周波数の信号を重ね合わせていました。この多



#### 設計手順

遮断周波数 $f_0=50$ MHzとすると、周波数スケール係数 $M$ は、次のとおり。

$$M = \frac{f_0}{\frac{1}{2\pi}} = \frac{50 \times 10^6}{0.159155} \approx 314.16 \times 10^6$$

インピーダンス・スケール係数 $K$ は、次のとおり。

$$K = \frac{Z_0}{1} = \frac{50}{1} = 50$$

各LCを以下のようにスケールリングする。

$$L = L_{nom} \times \frac{K}{M}, \quad C = C_{nom} \times \frac{1}{KM}$$

したがって、次のように求める

$$\begin{aligned} 1.105164H &\rightarrow 1.105164 \times \frac{50}{314.16 \times 10^6} \approx 176nH \quad (0.18\mu H) \\ 0.702009H &\rightarrow 0.702009 \times \frac{50}{314.16 \times 10^6} \approx 112nH \quad (0.1\mu H) \\ 0.325888H &\rightarrow 0.325888 \times \frac{50}{314.16 \times 10^6} \approx 52nH \quad (0.056\mu H) \\ 2.265901F &\rightarrow 2.265901 \times \frac{1}{50 \times 314.16 \times 10^6} \approx 55pF \quad (56pF) \\ 0.869027F &\rightarrow 0.869027 \times \frac{1}{50 \times 314.16 \times 10^6} \approx 33pF \\ 0.110562F &\rightarrow 0.110562 \times \frac{1}{50 \times 314.16 \times 10^6} \approx 7pF \end{aligned}$$

試作時の値  
計算値

図1 遮断周波数50MHzの7次ベッセルLPFの定数が決まるまで  
正規化フィルタをもとに、任意のインピーダンスと遮断周波数のフィルタを作る。

重化を行うには、一つの音声の周波数帯域をフィルタを使って狭くする必要がありました。

このような狭帯域のフィルタは一般に群遅延特性が乱れがちで、このようなフィルタに、音声ではなくパルス信号を通すと波形がひずみます。パルス状の信号を扱うデジタル回路は、ある電圧しきい値を基準にして“L”になったり“H”になったりしています。パルス波形がひずむと、しきい値をまたぐタイミングやレベルが変動し、高速パルス伝送ではビット誤りを生じる可能性があります。

- デジタル信号の波形を崩さずに伝送するには

デジタル回路が出力するパルス信号は、さまざまな振幅と位相をもつ正弦波信号の集合体です。正弦波信号の位相は時々刻々と直線的に増加しています。その位相変化を時間で微分したものが周波数です。周波数成分によって複数の正弦波を切り分けることが可能です。

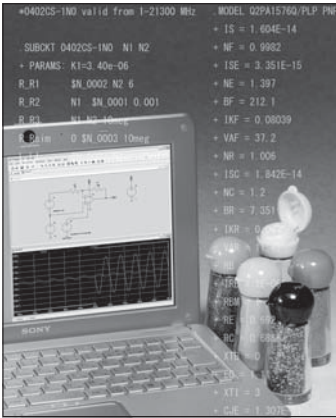
パルス信号の波形を保つには、各正弦波信号(複数の周波数)間の位相(時間的な位置)関係を崩さないようにしてはいけません。タイミングを狂わせずに時間軸上での位置関係を一定に保ったまま複数の正弦波(周波数)を伝送することができれば、パルス波形はひずみません。

各正弦波信号の周波数差は、 $d\omega$ で、位相関係は $d\theta$ で表されます。これらの比は、 $d\theta/d\omega$ と表すことができます。この値の前に負の符号を付けた $-d\theta/d\omega$ を群遅延と呼びます。

群遅延が一定ということは、複数の正弦波信号間の位相関係が変化しないということです。

### ■ 手計算で設計

ベッセル応答は、波形品質が重要になる用途で使われる伝達特性です。ここでは、 $-3$ dB遮断周波数50MHzのLC型ベッセルLPFを設計し、アイ・パターンなどを確認してみます。



# 第13章 高速パルス信号の立ち上がりを 思いのままに

## トランジション・タイム・コンバータの設計

川田 章弘

不要な周波数成分をカットする帯域制限フィルタとしては、第11章、第12章で解説したバターワース型やベッセル型が有名です。

本章で紹介するのは、ベッセル・フィルタと同様にパルス波形に乱れが生じないようにして、立ち上がりだけ鈍らせるフィルタ「トランジション・タイム・コンバータ」です。パルス波形の整形にとっても便利な回路です。

### ● トランジション・タイム・コンバータとは

図1に示すのは、トランジション・タイム・コンバータ(transition time converter)の基本形( $n=4$ )です。特徴は、「定抵抗回路」を使っていることです。周波数によらず抵抗値が一定になる理由を図2に示します。

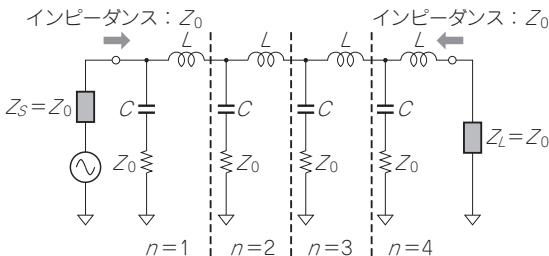
トランジション・タイム・コンバータは、アジレント・テクノロジーの信号の立ち上がり時間を調節できるモジュールの製品名です。ライズ・タイム・リミッタと書いている文献もあります。

私がトランジション・タイム・コンバータの回路を知ったのは参考文献(1)を通してです。参考文献(1)に示す文献が発表されたころ、私はまだ大学生でした。その後、社会人となり高速パルス信号を扱うにあたってアジレント・テクノロジーのトランジション・タイム・コンバータを使うこともありました。参考文献(4)で紹介している実験の一部にもトランジション・タイム・コンバータを使っています。

### どんなメリットがあるの？

#### ● メリット1…乱れた波形に含まれる高調波を取り除いてくれる

計測器では、低ジッタな(タイミングのゆらぎが少

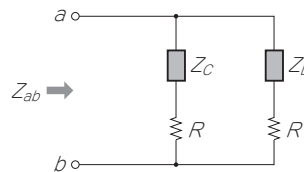


$Z_0 = R$ として、  
 $R = \sqrt{\frac{L}{C}}$   
となるように  $L$  と  $C$  を決めると定抵抗回路になる

図1 トランジション・タイム・コンバータの基本形( $n=4$ )

ない)クロック回路にECL(Emitter-Coupled Logic; エミッタ結合論理)デバイスが使われています。このECLデバイスが出力する立ち上がり時間が数百psの高速パルス信号を、良質な波形のまま伝送するには高度な回路技術が必要です。というのは、ほんの少し線路インピーダンス間のミスマッチングがあるだけで、波形にオーバーシュートなどが乗ったりするからです。

オーバーシュートやリングがある劣化したパルス波形は、信号に含まれる高調波成分を減らす(波形を鈍らせる)ことで改善できます。トランジション・タイム・コンバータは、高調波を減らす低域通過フィルタとして機能します。そのパルス応答は、RCフィルタと同様な特性( $Q=0.5$ )であるため、本質的にオーバーシュートなどのフィルタ固有の波形品質の劣化



上図において端子  $a, b$  から見たインピーダンス  $Z_{ab}$  は、

$$Z_{ab} = \frac{(Z_C + R)(Z_L + R)}{Z_C + Z_L + 2R}$$

$$= \frac{Z_C Z_L + R^2 + R(Z_C + Z_L)}{Z_C + Z_L + 2R}$$

ここで、 $Z_C Z_L = R^2$  ならば、

$$Z_{ab} = \frac{2R^2 + R(Z_C + Z_L)}{Z_C + Z_L + 2R}$$

$$= \frac{R(Z_C + Z_L + 2R)}{Z_C + Z_L + 2R} = R$$

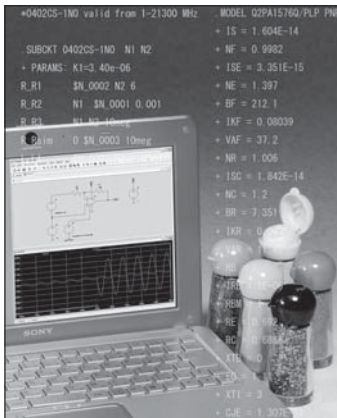
となり、 $Z_{ab}$  は定抵抗  $R$  となる。

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C}, \quad Z_L = j\omega L \text{ とすると、}$$

$$R^2 = \frac{j\omega L}{j\omega C} \quad \therefore R = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

とすればよい

図2 トランジション・タイム・コンバータの原理(定抵抗回路) 周波数特性はもつが、入出カインピーダンスが一定の回路網。



## 第14章 不要な雑音を除去して信号の取り出しを可能にする

# 76 M ~ 108 MHz 帯域通過フィルタの設計

川田 章弘

本章は、高周波用によく使われる帯域通過フィルタを設計します。シミュレーション (LTSpice) で特性を確認し、実測データと比較してみます。FM放送を受信するときを使うフィルタを例題とします。

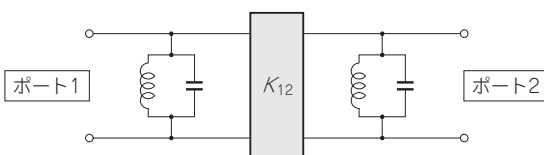
### 例題

#### ● FM放送の電波を受けるアンテナのすぐ後ろにあるフィルタ

従来のFMラジオは、アンテナから受信した高周波信号を増幅し、中間周波数(10.7 MHz)に変換して、さらに増幅してから、PLLや遅延回路によって周波数の差分を電圧信号に変換(復調)することで、オーディオ信号を取り出しています。

最近のデジタル方式のラジオやソフトウェア・ラジオでも、アンテナと高周波増幅回路はなくなっています。この場合、アンテナで受信した高周波信号は、高周波増幅回路を経て直交復調器によってIQ信号(sin成分とcos成分)になります。IQ信号をA-D変換したら、デジタル演算によってオーディオ信号に復調します。アナログ方式と違って、回路特性のばらつきや温度変動の影響を受けないデジタル方式が今後も使われ続けていくと思います。

しかし、アンテナから入力した高周波信号を扱うアナログ回路をなくすことは、電波がアナログ信号であるかぎり不可能です。アンテナから入力される高周波信号には、FM放送周波数以外の成分も含まれています。アンテナの直下にある高周波増幅回路に放送周波数以外の信号が混入すると、相互変調ひずみが発生し復調に支障をきたします。アナログ回路上の問題は依然として残ります。



二つの共振器を結合係数  $K_{12}$  で接続して実現する

図1 共振器結合型帯域通過フィルタの基本形(2次)

ここで設計するフィルタは、FM放送帯域外の成分を除去するために、アンテナ、高周波増幅回路の間に挿入される回路です。

### 設計の方法

#### ● FMラジオ放送の周波数帯をもとに設計仕様を決める

FMラジオの放送周波数帯は、国内では76 M ~ 90 MHzです。欧米では87.5 M ~ 108 MHzです。設計する帯域通過フィルタ(Band Pass Filter : BPF)は、国内と欧米のどちらにも対応できるように76 M ~ 108 MHzの通過帯域にします。

パルス信号の伝送を行うわけではありませんから、帯域内のゲイン平坦性は要求されません。しかし、通過帯域内でレベルが大きく変動しすぎると、周波数によって受信レベルが変動してしまいます。許容値は1 dB程度と考え、設計条件として帯域内リプルを0.5 dBとします。回路構成は、コイルの数が少なくなるように、共振器結合型にしました。以下に、設計条件をまとめて示します。

通過帯域 : 76 M ~ 108 MHz  
 帯域内リプル : 0.5 dB  
 フィルタ・タイプ : 共振器結合型  
 フィルタ伝達関数 : チェビシェフ(リプル0.5 dB)

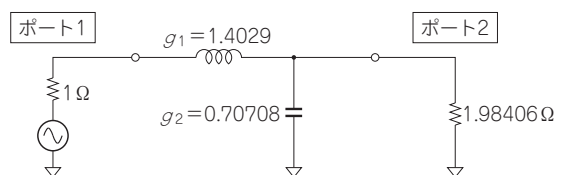
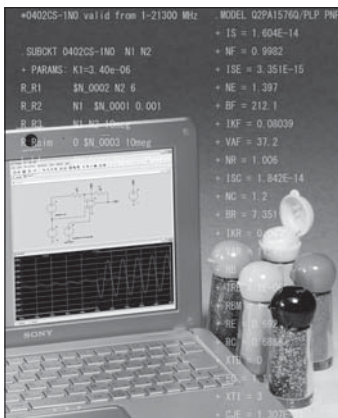


図2 通過帯域リプル0.5 dBの2次チェビシェフ正規化LPF  
 種々の正規化LPFの素子値は参考文献の表などを参照するとよい。設計ソフトウェアを自作するときは、基本に立ち返って素子値を計算する。





## 第15章 雑音源「抵抗」を使わないアクティブ・バイアス方式を試作

# 帯域 100 k ~ 100 MHz の低雑音プリアンプ

川田 章弘

高周波用の低雑音アンプは希望の性能を得るために、個別トランジスタで作る必要があります。LC素子を使った帯域の狭いアンプを使うことも多いのですが、本章では、なるべく広帯域のアンプを設計してみます。

### 低雑音と広帯域のトレードオフ

#### ● 高周波の低雑音アンプは帯域が狭いものが普通

無線通信に使われる受信機には、入力信号を選別するための帯域通過フィルタ群(フィルタ・バンク)と低雑音アンプが組み込まれています。

低雑音アンプを実現するためには、抵抗を使わずに、LCによってインピーダンス・マッチングを行うのが基本です。抵抗を使用するという事は、エネルギーを損失させることになり、信号振幅も小さくなるからです。信号振幅が小さくなると、信号対雑音比(SNR: Signal to Noise Ratio)が悪化するので好ましくありません。

ところが、LCによるインピーダンス・マッチングを行った場合、アンプの周波数帯域は狭くなります。LC回路網によるQはRC(またはLR)によるQ(0.5)よりも高いためです。周波数帯域の狭いアンプしか使えないときは、受信用低雑音アンプを帯域ごとに複数用意して、スイッチで切り替える必要があります。

#### ● 広帯域のアンプがあればシステムがシンプルになる

広帯域で低雑音なアンプが一つあれば広い周波数帯域の信号を増幅できますから、アンプの切り替えスイッチが不要になります。さらにアンプが1回路で済みますので、回路規模や部品点数も削減できます。

低雑音性能が得やすいLCによるインピーダンス・マッチングに頼らず、入力インピーダンス50Ωを実現し、低雑音トランジスタの性能を温度安定性を含めて確保することが、ここでの設計課題です。

#### ● 中波帯からFM放送帯をカバーする低雑音アンプを設計してみる

50Ωでインピーダンス・マッチングのとれた広帯域アンプを作るうえで、問題になることが何点あります。特に難しい問題として、低雑音性能を広帯域で

確保することが挙げられます。もう一つの大きな問題は、広帯域のインピーダンス・マッチングです。

低雑音な高速OPアンプを使用すれば、容易に広帯域な低雑音アンプができると思うかもしれませんが、しかしOPアンプは、入力インピーダンスの大きいアンプですから、入力インピーダンスを50Ωにマッチングさせるためには、50Ωの入力抵抗を必要とします。抵抗によってマッチングを取った場合、そのマッチング抵抗から雑音が発生するので、ノイズ・フィギュア(NF: Noise Figure)を3dB以下にできません。さらに、OPアンプの等価入力雑音電圧源/電流源の影響もあるので、アンプ全体としてみれば無線通信の世界における低雑音性能(NF=3dB以下)は得られません。

高周波で使用する50Ω入力の低雑音アンプは、以上のような事情によりディスクリット(トランジスタなどの個別素子)で実現されることがほとんどです。ディスクリット回路でアンプを構成するうえで、いくつかの問題があります。

### 雑音の原因となる抵抗を省きつつ動作を安定化する

#### ● 問題点…雑音の元「エミッタ抵抗」をなくしたい

バイポーラ接合トランジスタでアンプを作る場合、

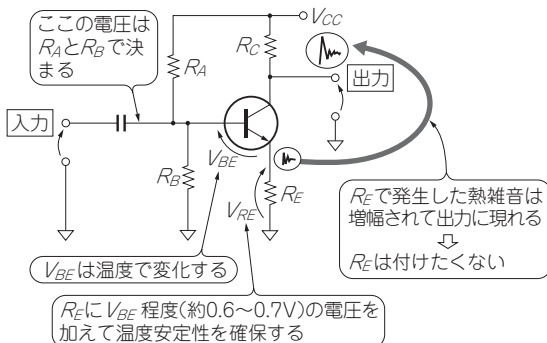


図1 バイアスを安定化させるのに必要なエミッタ抵抗は熱雑音源でもある

見本

このPDFは、CQ出版社発売の「実験&シミュレーション!電子回路の作り方入門(SP No.123)」の一部見本です。

内容・購入方法などにつきましては以下のホームページをご覧ください。

内容 <http://shop.cqpub.co.jp/hanbai/books/MSP/MSP201307.htm>

購入方法 <http://www.cqpub.co.jp/order.htm>

**CQ出版社**