

トランジスタ技術 SPECIAL

アンプ/フィルタ/電源/オーディオ...お手本シミュレーション150

バーチャル学習! パソコン回路塾 [LTspice CD付き]

特別増ページ

2017

LTspice XVII
公式和訳
マニュアル
付き

ご購入はこちら
<http://shop.cqpub.co.jp/hanbai/books/MSP/MSP201801.htm>

実務
教科書
「学ぶ」を応援!

CQ出版社

付属CD-ROMのコンテンツ

LTspiceバーチャルスタジオ150

世界の700万人が愛用!

1 電子回路シミュレータ
LTspiceXVII
(Windows用)

アンプ/フィルタ/電源/オーディオ
でき合いの
お手本データ集

見本



Introduction

パソコン×シミュレータで今すぐ電子回路作りを体験！

サイエンス満喫！ バーチャル&リアル実験室

登地 功 Isao Toji



図1 パソコンで作るバーチャル実験室でならありえない実験もバンバンできる

いたずらし放題！ 夢のマイ・ラボラトリ

● 私の隠れ基地

写真1に示すのは、私の実験室です。

ここで私は、電子回路を組み立てたり、いたずら実験をしたり、性能を測ったり、思う存分エレクトロニクス・サイエンスを楽しんでいます。何を隠そう、測定器と部品をしまっている部屋がもう2部屋あります。

写真2に示すのは、アナログICの開発メーカー Jim Williams アテクノロジー社の名物エンジニア、故 **ジム・ウィリアムス** 氏の実験室です。たくさんの配線や部品で混雑が渦を巻いています。職人のにおいがしてかっこいいですね。

● 自宅のパソコンに実験室を作っちゃう

まさか自宅に実験室を持つなんて、ハードルの高いことかもしれません。測定器や工具は安くなってきたとはいえ、それなりに高価ですし、部品もそろえなければなりません。家族のクレームも心配です。

でも大丈夫！いい方法があります。ソフトウェアを使ってパソコンに **バーチャルな実験室を作る** のです。

パソコンで飛行機操縦を体験できるフライト・シミュレータをご存じでしょうか？ これと同じように、電子回路を作ったり、動かしたりできるシミュレータがあります。

電気は見ることも触ること(感電は別)もできません。でも、シミュレータを使うと、モニター・ディスプレイに電気の姿が映し出されます。100万Vの超高压送電線をショートしたり、超高压エネルギーを

見本

第1章 トランジスタ回路の部屋

バーチャル・スタジオ ①

トランジスタで電圧を増幅する実験

- 入力信号が増幅されて出力されるまで
トランジスタは次の2ステップで電圧を増幅します。

- (1) 電圧を電流に変換する
- (2) その電流を再び電圧に変換する

図1に示すのはトランジスタ増幅回路の原理的な回路です。エミッタ接地増幅回路と呼びます。

トランジスタは、LTspice標準のもので、**ベース電流とコレクタ電流の比である電流増幅率 h_{FE}** は100です。

電圧源 V_B は、トランジスタを活性化する電源で、**バイアス電圧**と呼びます。図1は原理回路なので、ベース-エミッタ間電圧 V_{BE} に等しいです。

① 電圧を電流に変換

図2に示すのは、図1のトランジスタのベース-エミッタ間電圧 V_{BE} とコレクタ電流 I_C の関係です。信号源の V_{in} は0Vです。

電子回路シミュレータLTspiceでコレクタ電流を表示するときは、マウスをコレクタの上にもっていき、カーソルが電流プローブに変わったらクリックします。

● コレクタ電流が多いほどゲインは高い

バイアス電圧 V_B を0.5Vから0.8Vまで1mVずつ増しながらコレクタ電流 I_C をプロットすると、 I_C は指数関数的に増します。

ある V_{BE} を中心に交流信号 V_{in} で増減させるとコレ

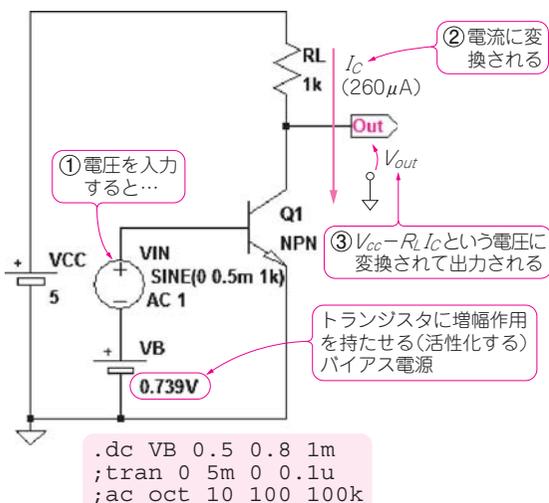


図1 電圧を増幅するトランジスタ回路

クタ電流も増減します。 V_{BE} の変化量 V_{in} に対する出力電流 I_C の変化量を**相互コンダクタンス(g_m)**と呼びます。 g_m は図2の曲線の傾きに相当します。 g_m が大きいほど入力信号の変化に対する出力電流の変化が大きくなります。つまりゲインが高くなります。

図2から、バイアス電圧 V_B を高くして**コレクタ電流をたくさん流せば流すほど**、曲線の傾きが急峻になります。つまり g_m が大きくなります。

② 電流を電圧に変換

入力信号によって増減したコレクタ電流は、負荷抵抗(R_L)に流れて電圧で、出力されます。入力電圧の増減幅と出力電圧の増減幅の比がゲインです。

● バーチャル実験！ 原理回路の増幅のようす

▶ 計算式

ベース-エミッタ間電圧(V_{BE})とコレクタ電流(I_C)には次式のような関係があります。

$$I_C = I_S e^{V_{BE}/V_T} \dots \dots \dots (1)$$

I_S は、トランジスタ固有の値で**逆方向飽和電流**と呼ばれます。LTspiceでは 10^{-16} Aに初期値が設定されています。 V_T は**熱電圧**で次式で表されます。

$$V_T = kT/q \approx 26 \text{ mV} \dots \dots \dots (2)$$

ただし、 k : ボルツマン定数 (1.3807×10^{-23} [JK⁻¹]), T : 絶対温度 (300) [K], q : 電子電荷 ($1.602177 + 10^{-19}$) [C]

入力電圧の変化に対する出力電流の変化「相互コンダクタンス(g_m)」は式(1)を微分すると求まります。

$$g_m = \frac{dI_C}{dV_{BE}} = \frac{I_S e^{V_{BE}/V_T}}{V_T} = \frac{I_C}{V_T} \dots \dots \dots (3)$$

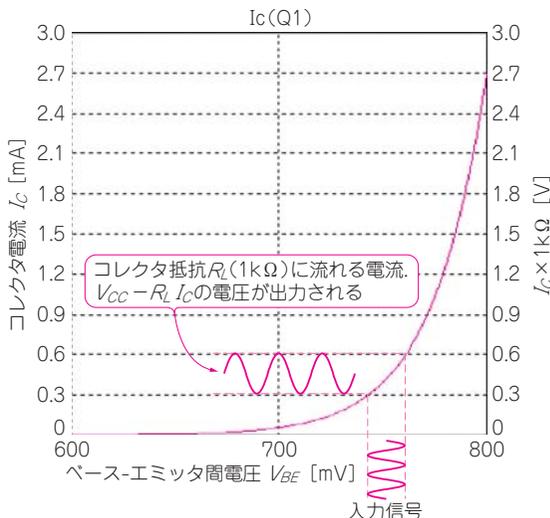


図2 図1のベース-エミッタ間電圧を増やすとコレクタ電流は指数関数的に増加する

見本

第2章 OPアンプ入門の部屋

バーチャル・スタジオ ⑧

1V以下まで動き続けるしびといアンプ

付録CD-ROM 関連記事 No.2-004

● バーチャル実験 非反転アンプの電源電圧を下げる
図1に示すのは、オーソドックスな回路構成の非反転アンプです。

0.4 V_{peak}, 1 kHzの正弦波を入力して、電源電圧(V_{Bat})を0.9~1.5Vで変化させると、図2に示すように

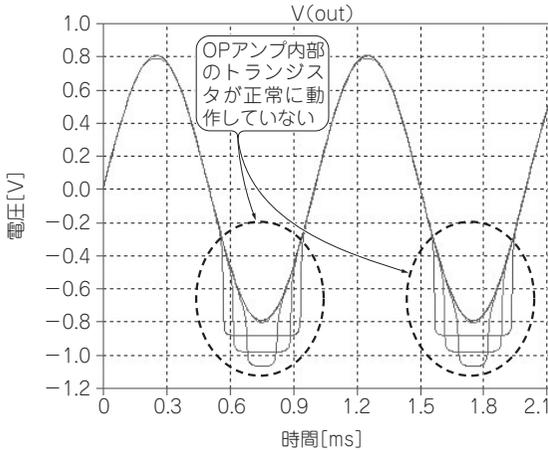


図2 図1の電源電圧(V₁とV₂)を0.9~1.5Vの範囲で変化させたときの出力信号

±1.1V以下では波形のひずんだ信号が出力されます。ひずみの原因は、Q₄のコレクタ電圧とV_{EE}の電圧差が不足していることにあります。図3にV_{Bat}=0.9Vのときの波形を示します。正弦波の下側がほとんどの期間0Vになっており、差動回路に電流を供給できていません。正弦波下限と0Vの間に少なくとも100mVは必要です。

● バーチャル実験 反転アンプの電源電圧を下げる
図4に示すように、同じOPアンプを使って反転アンプを構成し、同じ実験をします。結果を図5に示します。

電源が±0.9Vまで低下しても、ひずみのない正弦波が出力されています。

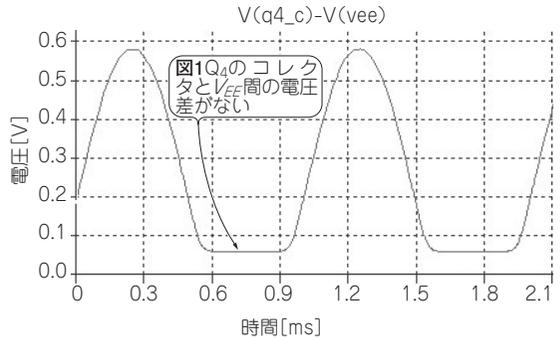
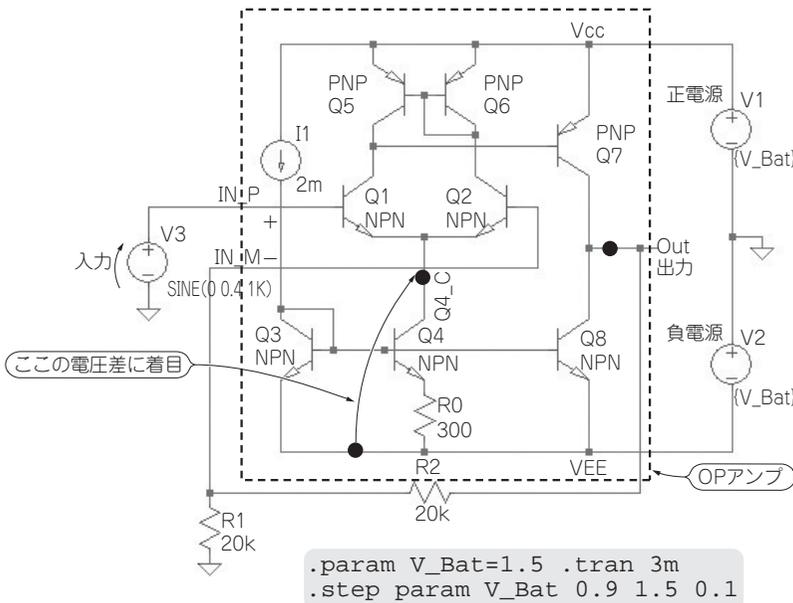
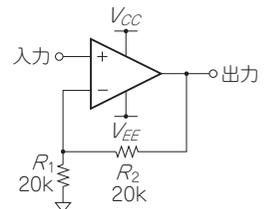


図3 電源電圧が低下したときのひずみの原因を調査
図1のQ₄のコレクタ電圧とV_{EE}の電圧差がなくなって、動作電流を供給できなくなっていた



(a) 回路



(b) 等価回路

図1 オーソドックスな回路構成のOPアンプで作った非反転アンプ

見本

第3章 高性能アンプの部屋

バーチャル・スタジオ ⑭

アンプが一番熱くなるのは出力最大するときじゃない

付録CD-ROM 関連記事 No.1-004

● 例題回路

図1に示すのは、 8Ω の負荷抵抗 R_L に10Wの電力を供給できるパワー・アンプです。

トランジスタは、LTspiceに標準で登録されているFZT849(Diodes Incorporated)とD45H11(フェアチャイルドセミコンダクター)です。電源は $\pm 13.5V$ 、無信号時のアイドル電流は50mAです。OPアンプは、ゲイン100dB(1e5)の電圧制御電圧源(E)です。

構成部品のうち電力消費が一番大きく発熱しやすいのは、パワー・トランジスタ Q_1 と Q_2 です。 Q_1 と Q_2 は相補的に動き、 Q_1 は負荷に電流を流し込み、 Q_2 は電流を引き込みます。正弦波で負荷を駆動しているときは、正電力分を Q_1 が、負電力分を Q_2 が供給するので、両トランジスタの消費電力は同じです。

● バーチャル実験 / 100%出力のときより25%出力のときのほうが Q_1 と Q_2 の消費電力が大きい

▶ 実験の準備

最大の10Wを出力しているときと、その1/4の2.5Wを出力しているときの、 Q_1 と Q_2 の消費電力を比べます。

負荷抵抗 $R_L = 8\Omega$ に、出力 $P = 10W$ を供給すると

きのアンプの出力電圧は次のとおりです。

$$V_{out} = \sqrt{PR_L} \approx 8.94 V_{RMS} \approx 12.7 V_{peak} \dots\dots (1)$$

アンプの仕上がりゲインは10倍(=1 + R_3/R_2)なので、図1のアンプに1.27V_{peak}の正弦波(1kHz)を入力します。すると図2のように、 R_L の消費電力(平均値)は10.075Wになります。

図2の波形は次のようにして表示させます。波形ビューアのウィンドウをクリックしてアクティブにし、[Plot Setting]-[add trace] またはCtrl + Aをクリックします。表示されたウィンドウのExpression(s) to addフィールドで、V(out)を選び、*(アスタリスク)を入力します。I(Rl)をクリックして[OK] ボタンを押します。ここで表示されるのは瞬時電力です。平均電力(Average)は、Ctrlキーを押しながら、V(out) * I(Rl)という表示部分をクリックします。

● 10W出力時の Q_1 と Q_2 の消費電力は3.6W

Q_1 の消費電力を調べます。

Q_1 のコレクター-エミッタ間電圧(V_{CE})とコレクタ電流の乗算値、つまり次の計算結果を波形ビューアで表示します。

$$\{V(vcc)-V(out)\} * Ic(Q1)$$

図3に結果を示します。V(out)が最大になっているとき、 Q_1 の消費電力は減少しています。

図4に示すのは、 Q_1 と Q_2 の消費電力を加えた結果です。計算式は次のとおりです。

$$\{V(vcc)-V(out)\} * Ic(Q1) + \{V(vee)-V(out)\} * Ic(Q2)$$

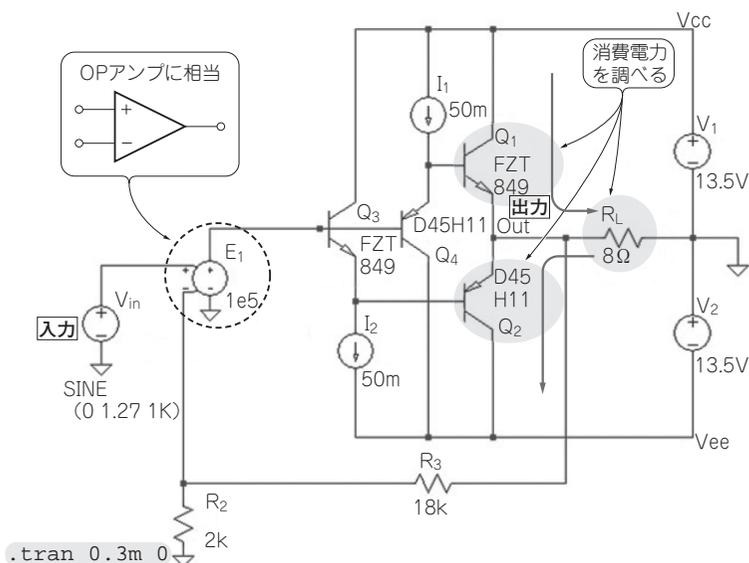


図1 例題回路…パワー・アンプの消費電力が一番大きくなるのは最大出力のときではないことを証明する

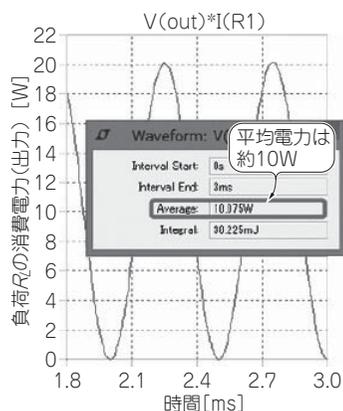


図2 図1のパワー・アンプの出力を10W(負荷抵抗は 8Ω)に設定する② 8Ω の消費電力が10Wになっていることを確認

見本

第4章 スペシャル・アンプの部屋

バーチャル・スタジオ ②1

重い負荷も低ひずみドライブ! 電流ブースタ・アンプ

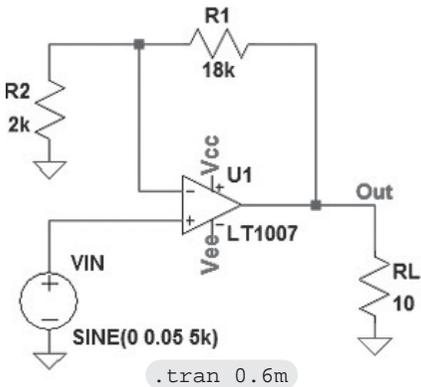
付録CD-ROM 関連記事 No.1-040

● バーチャル実験! OPアンプ単独じゃたいしたもの
は駆動できない

OPアンプが出力できる電流はせいぜい20m~30mAです。図1に示す反転アンプ(電源±8V, LT1007使用, ゲイン20dB)に, 100mV_{p-p}, 5kHzの正弦波を入力して10Ωの抵抗を駆動すると, 図2に示すように, 正弦波が大きくひずんだ方形波が出力されます。±280mVでクリップしているの
で, このOPアンプの最大出力電流は±28mAです。

● バーチャル実験! トランジスタでOPアンプをアシスト

図3に示すように, OPアンプにトランジスタを2個加えるだけで, 出力できる電流が大きくなるので



▶図2 図1の回路の出力信号は大きくひずむ
±280mVでクリップしている

◀図1 出力できる電流が数十mAのOPアンプで10Ωを駆動してみる
電源±8V, ゲイン20dB, 入力信号100mV_{p-p}, 5kHzの正弦波

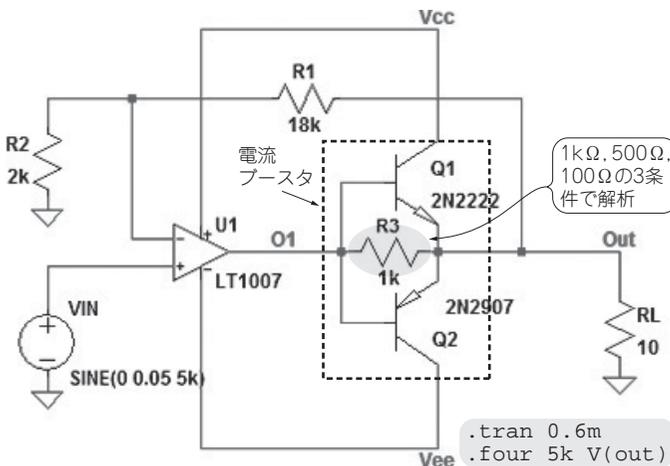


図3 OPアンプにプッシュプル・エミッタ・フォロワを追加したアンプ
Q₁とQ₂がONするまでもない小出力のときは, OPアンプU₁が負荷RLに電流を供給する

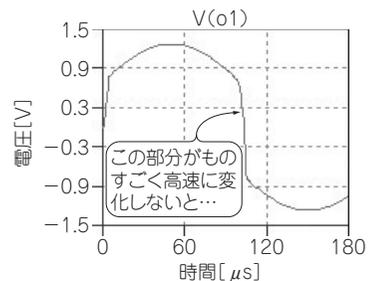
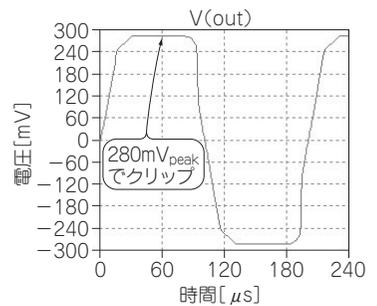
リップしなくなり, 正弦波が出力されます。このトランジスタ回路を電流ブースタと呼びます。

NPNトランジスタのQ₁は, 出力信号が正側に振れるエミッタ・フォロワとして働き, PNPトランジスタのQ₂は, 負側に振れたときにエミッタ・フォロワとして働きます。これをプッシュプル・エミッタ・フォロワと呼びます。図4に図3のOPアンプと電流ブースタの出力信号を示します。確かに, 500mV_{peak}の正弦波が出力されています。

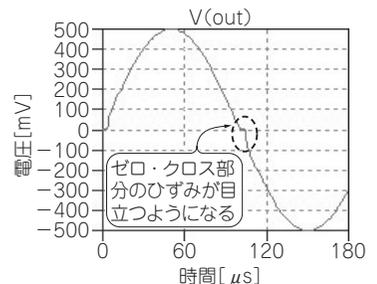
● 0V付近のひずみの原因

図4(b)の出力波形をよく見ると, 0V付近にくびれ(クロスオーバーひずみ)が出ています。このひずみは周波数が高いほど目立つようになります。

図3のQ₁は正電圧を出力し, 負電圧は出力しません。



(a) OPアンプ(U₁)の出力信号



(b) プッシュプル・エミッタ・フォロワの出力(Out端子の信号)

図4 OPアンプにプッシュプル・エミッタ・フォロワを加えると図2のひずみが大きく改善される

0V付近のタイミングで, OPアンプの出力信号が急峻に切り替わり, ひずみが発生して

見本

第5章 電源回路の部屋

バーチャル・スタジオ ②6

もったいない! 使い古しの乾電池でもLEDを明るく点灯する回路

付録CD-ROM 関連記事 No.1-032

● キーパーツ「コイル」の作り方

図1に示すのは、発振しながら入力電圧を昇圧する電源回路です。使い古しの電池でもLEDがパッと明るく点灯します。宝石泥棒(jewel thief)のJewel(ジュエル)とjoule(ジュール)を掛けて、ジュール・シーフ回路と呼ばれています。

キーパーツはトランスです。私はリング状のトロイダル・コアにエナメル線を手巻きして作りました(写真1)。トロイダル・コアを使うと、磁束の漏れの少ない特性の良いトランスを作れます。インダクタンス L [H] は次式で求められます。

$$L = \frac{N^2}{2\pi} \mu t \ell n \left(\frac{r_2}{r_1} \right) \dots \dots \dots (1)$$

ただし、 r_1 : コアの内径 [m], r_2 : コアの外径 [m], t : コアの厚さ [m], μ : コアの透磁率, N : コイルの巻き数 [回]

巻き数を $1/\sqrt{2}$ にすると、インダクタンスが半分になります。

● バーチャル実験! 発振のようすを見てみる

LTspiceで図1の回路を動かしてみましょう。

シンボル・ライブラリでdiodeを選んで回路図に置きます。このダイオードを右クリックして、[Pick New Diode] - [NSPW500BS] を選びます。

コイルはシンボル・ライブラリからind2を選びます。丸印がついているので巻き線の向きはわかります。 L_1 と L_2 をトランスとして動かすには、結合係数 K を定義する必要があります。SPICE Directiveで「k1 L1 L2 0.999」と入力してから配置してください。

シミュレータ上の発振回路は、きっかけを与えないと起動しないことが多いので、電源(V_{CC})に信号源モデルのPWLを使って、 $1\mu\text{s}$ 後に 1.2V に変化するようにはしました。内部抵抗は 1Ω です。

図2に実験結果を示します。回路はバッチリ発振しています。LED両端に 3.6V 以上の電圧が加わっていて電流が流れています。図2(c)から、回路は約 700kHz で発振しています。

● 図1の回路のふるまい

図3に示すのは、図1の回路の時間範囲を $2\mu\text{s} \sim 4\mu\text{s}$ に狭めて再表示したものです。

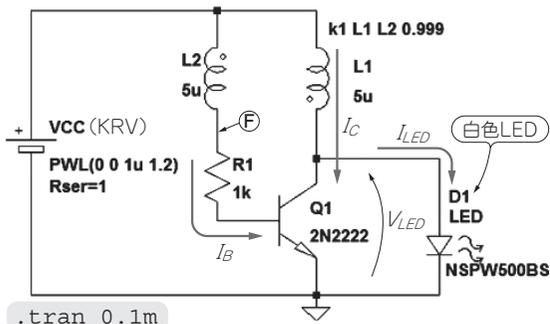


図1 勝手に発振してLEDを点灯し続ける昇圧電源
電源が 0.6V まで低下しても動作し続ける

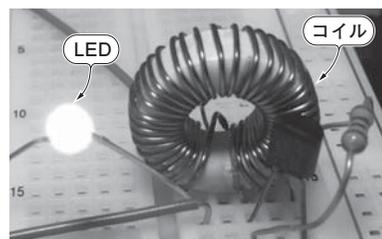


写真1 トロイダル・コアに線材を巻いて手作りしたトランス

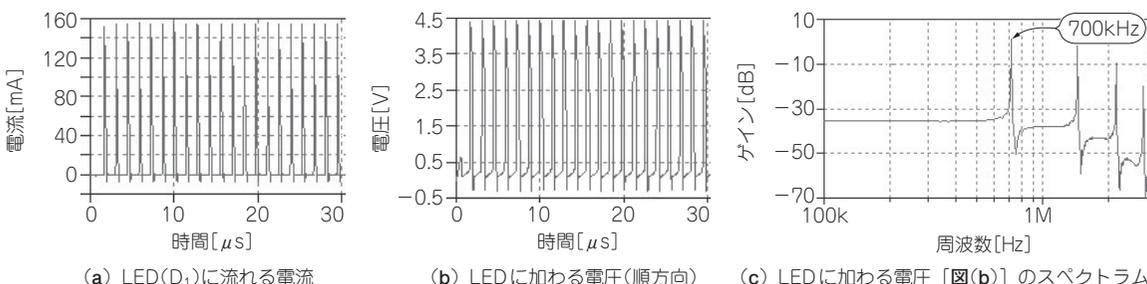


図2 図1のLEDに流れる電流、電圧の波形とスペクトラム
(c)のスペクトラムから発振周波数は約 700kHz とわかる

見本

第6章 フィルタ回路の部屋

バーチャル・スタジオ ③1

カットオフ周波数は使わない!
1次LPFの出力雑音の計算

付録CD-ROM 関連記事 No.1-014

● 1次LPFの雑音帯域幅はカットオフ周波数 $\times \pi/2$

図1に示すのは、抵抗とコンデンサで構成した1次LPF(Low Pass Filter)です。カットオフ周波数は、3.18 kHzです。1次LPFのカットオフ周波数(f_c)は、次式で求められます。

$$f_c = 1 / (2 \pi CR)$$

雑音帯域幅とカットオフ周波数は違います。1次LPFの雑音帯域幅 f_{BW} [Hz]とカットオフ周波数 f_c [Hz]の間には次の関係があります。

$$f_{BW} = f_c \times \pi / 2$$

カットオフ周波数 3.183 kHzの1次LPFの雑音帯域幅は、5 kHzです。

図2は、図1の1次LPFの雑音帯域幅(Δf)の意味を説明する図です。雑音帯域幅とは、電力ゲインの周波数特性を積分して、その電力ゲインの最大値で割った値です。つまり、電力ゲインを周波数無限大まで積分して得られる面積と「電力ゲインの最大値 \times 雑音帯域幅」の長方形の面積が等しくなる周波数です。

1次LPFの全出力雑音は次のとおりです。

抵抗の熱雑音 \times 雑音帯域幅

● 1次LPFの雑音帯域幅とカットオフ周波数の関係
雑音帯域幅 Δf は次式で表されます。

$$\Delta f = \frac{1}{G_0} \int_0^{\infty} G(f) df \dots \dots \dots (1)$$

ただし、 G_0 : 電力ゲインの最大値、 $G(f)$: 電力ゲインの周波数特性

これは、電力ゲインを無限大周波数まで積分した面積を四角形の一辺である G_0 で除算するという意味です。

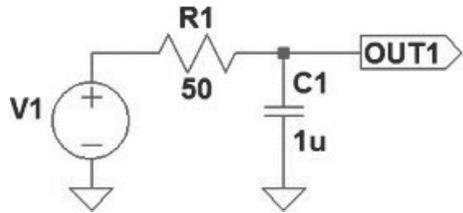
電力ゲインは電圧ゲイン $T(f)$ の2乗です。 Δf は電圧ゲイン $T(f)$ を使って次のように表すことができます。

$$\Delta f = \frac{1}{|T_0|^2} \int_0^{\infty} |T(f)|^2 df \dots \dots \dots (2)$$

図1の1次LPFの伝達関数 $T(j\omega)$ は次のとおりです。

$$T(j\omega) = 1 / (1 + j\omega CR) \dots \dots \dots (3)$$

式(2)と式(3)から、無限大周波数まで積分した面積



```
.noise V(OUT1)V1 dec 100 1 1000meg
.MEAS NOISE out_totn INTEG V(onoise)
.MEAS NOISE Noise_1Hz FIND V(onoise)at 1
.MEAS NOISE Noise_BW PARAM(out_totn**2/Noise_1Hz**2)
```

図1 1次LPFから発生する雑音量を計算できる?

と四角形の一辺になる $|T_0|^2$ で除算すると雑音帯域幅 Δf が求まり、次式が導かれます。

$$\Delta f = \frac{\pi}{2} \times \frac{1}{2 \pi CR} = \frac{\pi}{2} f_c \dots \dots \dots (4)$$

式(4)から、雑音帯域幅は1次LPFのカットオフ周波数($f_c = 1 / (2 \pi CR)$)より高いことがわかります。

● 手計算! 1次LPFの全出力雑音

1次LPF(図1)のコンデンサ(リアクタンス分)は、雑音を生じません。雑音源は R_1 で、その種類は熱雑音です。

図3に示すように、雑音のまったくない抵抗とコンデンサで構成した1次LPFと抵抗の熱雑音源を分けて考えます。次式のように、抵抗の熱雑音 V_N^2 は、周波数特性をもたない雑音と1次LPFの雑音帯域幅(Δf)の乗算で求められます。

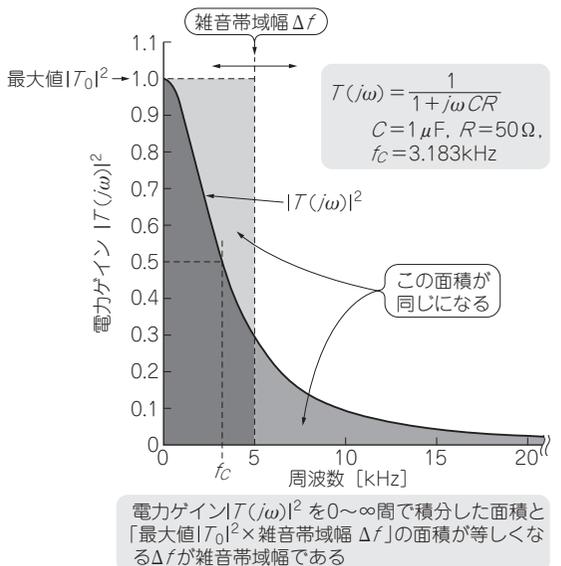


図2 混同しやすい雑音帯域幅(f_{BW})とカットオフ周波数(f_c)の関係($f_{BW} = f_c \times \pi / 2$)

見本

第7章 オーディオ回路の部屋

バーチャル・スタジオ ③5

種も仕掛けもありません! コンデンサと抵抗でインダクタを作る

付録CD-ROM 関連記事 No.1-042

● バーチャル実験! 1 kHz イコライザで音質調整

インダクタは、コンデンサと抵抗、そしてトランジスタやOPアンプなどの増幅素子で作ることができます。これを半導体インダクタと呼びます。インダクタンスの大きいインダクタは形状が大きくなったりしま

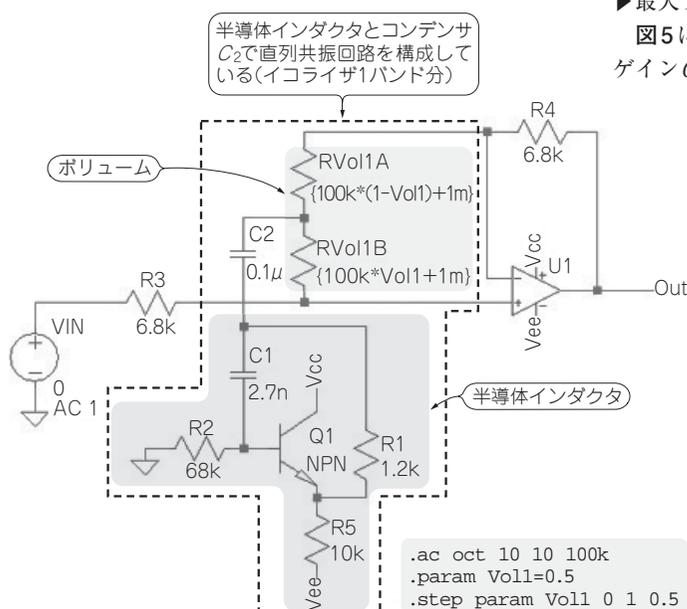


図1 半導体インダクタで構成したイコライザ回路(中心周波数1 kHz)

すが、半導体を使えば小型にできます。

図1に示すのは、半導体インダクタで作った周波数特性の調節回路(イコライザと呼ぶ)です。図2に示すように、ボリュームの摺動子を移動させると、1 kHzを中心にゲインを上げたり(ブースト)、下げたり(カット)できます。図3と図4に示すのは、5バンド・イコライザとその周波数特性です。

● 回路のゲインを手計算

図5に示すのは、図1をボリュームの摺動子が上端にある場合と、下端にある場合で分けて描いた回路です。 Z_0 は、半導体インダクタとコンデンサによる共振回路のインピーダンスの最小値です。図1の回路の最小インピーダンスは、後出の図6から1.23 k Ω です。

▶ 最大ブースト状態

図5において Z_0 が反転端子に接続されている場合、ゲイン G は次式で表されます。

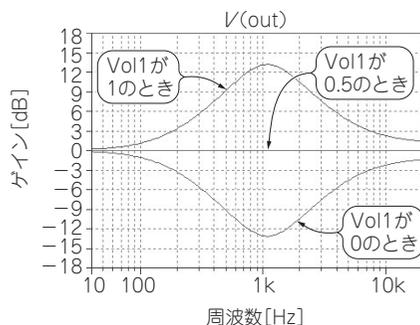
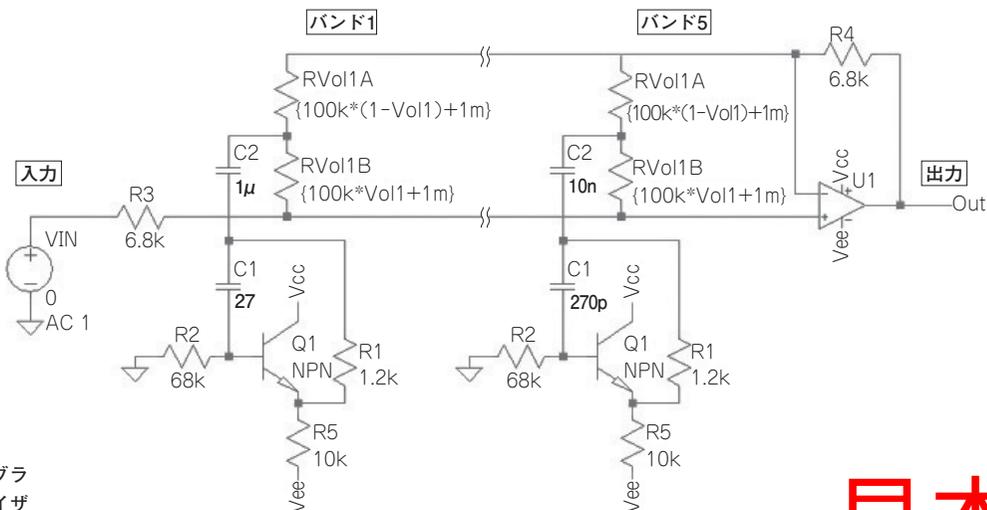


図2 図1のイコライザのゲイン-周波数特性

図3 応用...5バンド・グラフィック・イコライザ



見本

第8章 発振回路の部屋

バーチャル・スタジオ ③9

電流で周波数を可変できる発振回路

付録CD-ROM 関連記事 No.2-027

発振周波数を変えられる可変周波数発振回路には、さまざまな種類があります。その中でも、電圧で発振周波数をコントロールできるものを、電圧制御発振回路(Voltage Controlled Oscillator : VCO)と呼びます。VCOはPLL(Phase Locked Loop : 位相同期回路)などに利用されます。

図1は、電流を変えることで発振周波数を変えられる電流制御可変周波数発振回路です。コントロール電流(I_X)を電圧で可変する回路を追加し、VCOとして利用しています。

Q_1 と Q_2 は交互にON/OFFを繰り返し、Out端子(Q_4 のエミッタ)に現れる発振出力振幅は V_{BE} となります。

また、 Q_3 のエミッタにも同じ V_{BE} という振幅の発振出力が現れます。 C_1 の両端の差電圧は三角波となり、その振幅は $2V_{BE}$ となります。その三角波の傾きを決めているのは、 C と I_X です。

これらの関係から三角波の周期を求めて、逆数にしたものが発振周波数です。

● 電流制御可変周波数発振回路の動作

図1の回路で I_X を0.2mAとし、 C_1 を1nFとしたシミュレーション用の回路図です。そして、図2が図1のシミュレーション結果です。図2のシミュレーション結果を見ながら、図1の回路がどのように動作するのかを考えていきます。

図2は、①が $V(Out2)$ と $V(O2)$ の波形、②が $V(Out1)$ と $V(O1)$ の波形、③がコンデンサ右端(CR)の電圧、④がコンデンサ左端(CL)の電圧、⑤がコンデンサの両端の差電圧($V(CR) - V(CL)$)です。

まず、図2の Q_1 がONし、 Q_2 がOFFしている状態から解説します。このとき、 Q_1 には I_1 と同じ電流が流れ、その電流は R_1 に流れます。 D_1 がなければ R_1 に発生する電圧降下は $I_1 R_1$ になりますが、電圧はダイオード D_1 でクランプされます。そのため図2-①のように O_2 の電圧 [$V(O2)$] は、 V_{CC} から D_1 の順方向電圧($V_D \approx 0.5V$)を引いた「 $3.0V - 0.5V = 2.5V$ 」になります。 $V(Out2)$ は、 $O2$ からさらに Q_3 のベース・エミッタ電圧(V_{BE}) $0.65V$ だけ下がった電圧になり1.85Vとなります。

このとき、 Q_2 はOFFしているため、図2-②のように $O1$ の電圧は V_{CC} と同じ3.0Vで、 $V(Out1)$ は、 $V(O1)$

から V_D を引いた「 $3.0V - 0.5V = 2.5V$ 」になります。また、 Q_2 がONした場合、 $V(O1)$ は、 V_{CC} から V_D を引いた「 $3.0V - 0.5V = 2.5V$ 」になり、 $V(Out1)$ は、 $O1$ からさらに Q_4 のベース・エミッタ電圧(V_{BE}) $0.65V$ だけ下がった電圧1.85Vとなります。

$Out1$ と $Out2$ の電圧は式(1)、式(2)のように、 $O1$ 、 $O2$ から Q_3 、 Q_4 のベース・エミッタ電圧(V_{BE})だけ下がった電圧になります。

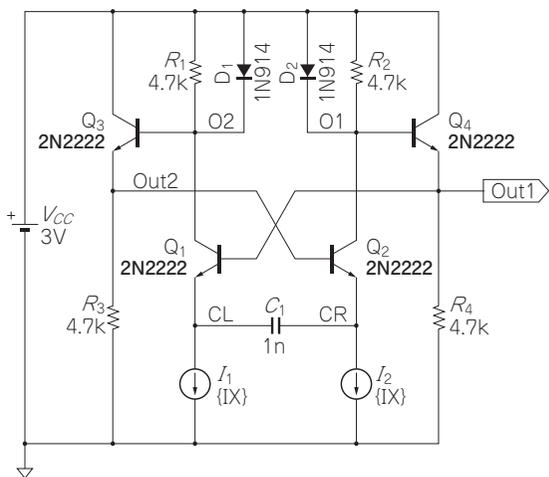
$$V(Out1) = V(O1) - V_{BE} = V_{CC} - V_{BE} \dots \dots \dots (1)$$

$$V(Out2) = V(O2) - V_{BE} = V_{CC} - V_D - V_{BE} \dots \dots (2)$$

図2-③のように、 Q_1 がONしたとき、 C_1 の右端(CR)の電圧は最初は2.08V程度になっていますが、徐々に低下していきます。これは Q_2 がOFFしているため、 I_2 の電流はすべて C_1 に流れるためです。この電圧低下の傾きは、 C_1 と I_2 で決まります。ここで、 Q_2 のベースは、 $Out2$ に接続され、エミッタはCRに接続されています。そのため、CRの電圧がさらに下がっていき、 $V(Out2)$ の電圧よりも、さらに Q_2 の V_{BE} (約0.5V)分低い電圧になると Q_2 がONします。すると、 $O1$ の電圧が V_D だけ急速に低下し、それによって Q_1 のベース電圧も低下するため Q_1 がOFFします。 Q_1 の電流が0になることから、 $O2$ は V_{CC} まで急速に電圧が上昇します。

このように、 Q_1 がOFFし、 Q_2 がONすると $Out1$ と $Out2$ の電圧は式(3)、式(4)のように変化します。

$$V(Out1) = V(O1) - V_{BE} = V_{CC} - V_D - V_{BE} \dots \dots (3)$$



```
.tran 0.1m startup .step param IX 0.2m 1m 0.1m
.MEAS tran T1 when V(OUT1)=2.1 TD=80u
.MEAS tran T2 when V(OUT1)=2.1 cross=3 TD=80u
.MEAS tran f param 1/(T2-T1)
```

図1 電流制御可変周波数発振回路

見本

イン
ト
ロ
1
2
3
4
5
6
7
8
9

第9章 基本素子の部屋

バーチャル・スタジオ ④2

ツェナー・ダイオードを使ったシャント・レギュレータの温度補償

付録CD-ROM 関連記事 No.3-027

ツェナー・ダイオード(Zener diode)は、逆電圧によりPN接合がブレイクダウンする領域を使用します。このブレイクダウンは、低い逆電圧のツェナー・ブレイクダウン(Zener breakdown)と高い逆電圧のアバランシェ・ブレイクダウン(Avalanche breakdown)の2つによります。

ツェナー・ダイオードの温度係数は、この二つのブレイクダウンの特性が現れます。低い逆電圧のツェナー・ブレイクダウンは負の温度係数、また高い逆電圧のアバランシェ・ブレイクダウンは正の温度係数です。

同じ型番のツェナー・ダイオードでも、電圧が異なる製品シリーズがあり、電圧が高くなるほど正の温度係数が強くなるのがわかります。

● ツェナー・ダイオードの温度特性

ツェナー・ダイオード「EDZV11B」は、テスト電流(I_{ZT})が5mAのときに電圧(V_Z)が11Vとなり、+0.068%/°Cの正の温度係数を持ちます。図1にEDZV11Bの温度特性を示します。

図1における27°Cと37°Cのときのツェナー・ダイオードの電圧より、1°Cあたりの電圧変化は7.47mV/°Cです。この温度変化を、百分率に直した微分温度係数で表せば、式(1)の0.068%/°Cとなります。

$$TC[\%/^{\circ}C] = \frac{1}{V_Z} \frac{\partial V_Z}{\partial T} \times 100$$

$$= \frac{1}{10.9914} \frac{11.0661V - 10.9914V}{10^{\circ}C} \times 100 \dots (1)$$

$$= 0.068\%/^{\circ}C$$

● ツェナー・ダイオードの温度係数

図2は、ツェナー・ダイオード(D₁)にEDZV11Bを利用した簡単なシャント・レギュレータです。

温度補償の目的で、D₁からGND間にダイオード(D₂)を直列に接続します。D₂は、-1.77mV/°Cの温度係数であり、D₁の正の温度係数を打ち消すのが狙いです。そのためには、複数のダイオードを直列に接続します。その個数を計算してみましょう。

ツェナー・ダイオードの温度係数は、微分温度係数を百分率に直した単位(%/°C)を使うのが一般的です。微分温度係数(TC)は式(2)となります。

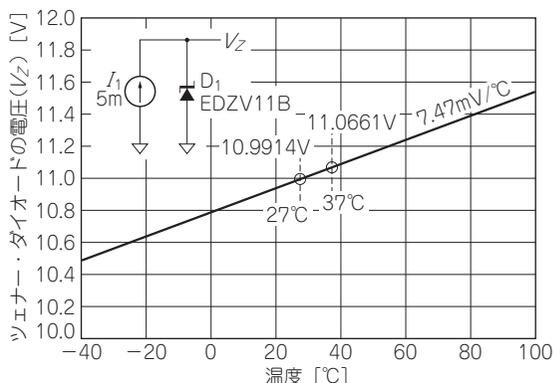


図1 EDZV11Bの温度特性
テスト電流(I_{ZT})は5mA、電圧(V_Z)は11V、温度係数(TC)は+0.068%/°Cとなっている

$$TC = \frac{1}{V_Z} \frac{\partial V_Z}{\partial T} \dots (2)$$

図2のツェナー・ダイオード(D₁)の微分温度係数(TC)は+0.068%/°Cなので、「TC = +0.00068/°C」です。また、ツェナー・ダイオードの電圧(V_Z)は、11Vなので式(2)より1°Cあたりの電圧の変化を求めると、式(3)となります。

$$\frac{\partial V_Z}{\partial T} = TC \cdot V_Z$$

$$= (+0.00068/^{\circ}C) (11V) \dots (3)$$

$$= +7.48 \text{ mV}/^{\circ}C$$

温度補償に使うダイオード(D₂)の1°Cあたりの変化は「-1.77mV/°C」の負の温度係数なので、D₂を直列に接続して式(2)の「+7.48mV/°C」を打ち消す最適な個数は、式(4)のように4個となります。

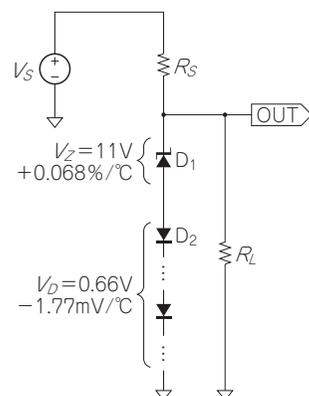


図2 ツェナー・ダイオードを使った温度補償されたシャント・レギュレータ
D₁正の温度係数をD₂の負の温度係数で補償する

見本

CQ出版社

見本