

即戦力! 研究や実務に役立つエレクトロニクスの参考書

2017
Winter
No.137

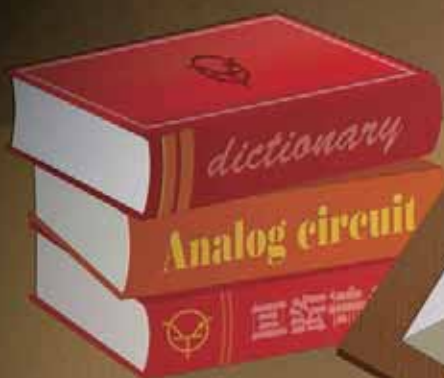
トランジスタ技術 SPECIAL

見つける・求める・製作の素がいっぱい! プロの経験をソックリいただき!

今すぐ作れる! 今すぐ動く! 実用アナログ回路事典250

動作実験済み!

実験室の
部品でサクッと!
特別
32増頁



ご購入はこちら。

<http://shop.cqpub.co.jp/hanbai/books/MSP/MSP201701.htm>

CQ出版社

見本

基準電源回路からスイッチング・レギュレータまで

第1章 電源回路

1-1

基準電源回路 ～出力電圧を可変できる～

● 専用ICを使ったシンプルな基準電源回路

図1に示すのは、シャント・レギュレータICを使った基準電源回路です。外付け抵抗 R_2 と R_3 の設定によって、**出力電圧を+2.5～+5Vの範囲で可変できます**。出力電圧 V_{out} [V] は次式で求められます。

$$V_{out} = \frac{R_{2-1} + R_{2-2} + R_3}{R_{2-2} + R_3} V_{ref}$$

ただし、 V_{ref} : IC₁内部の基準電源電圧 [V]

TL431以外に、μPC1093(ルネサス エレクトロニクス)、NJM2380(新日本無線)、HA17431(ルネサス エ

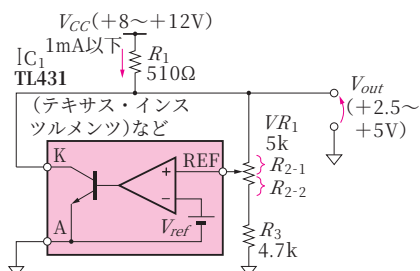


図1 シェント・レギュレータICを使った基準電源回路
(電圧精度±4%, 温度変動4 mV @ 0 < Ta < 70℃)

レクトロニクス)などが定番です。

● 出力電圧可変型の高精度の基準電源回路

REF-02Cのように、精度は高いけれど出力電圧を可変できない基準電源ICもたくさんあります。

このようなときは、図2に示すように**OPアンプICを追加して、そのゲインで出力電圧を可変できるようにします**。可変範囲は+5～+10V、出力電流は110 mAです。
〈河内 保〉

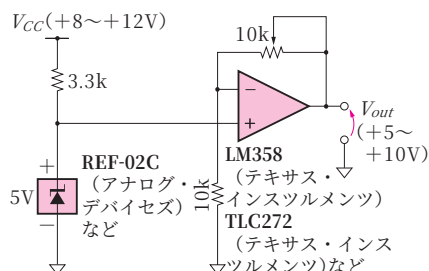


図2 出力電圧可変型の高精度基準電源回路
(電圧精度±1%, 温度変動1.4 mV @ 0 < Ta < 70℃)

1-2

片電源から両電源を作るバランス電源回路 ～正負電圧が同時に立ち上がる～

バッテリー機器の電源部は、電池を使った片電源回路ですが、負電源電圧が必要になる場合があります。

図3に示すのは、片電源から正と負の安定化電源を出力できる電源回路です。このタイプの一般的な電源回路(図4)は、正電圧を基準にして負電圧を生成するため負電圧が遅れて立ち上がります。しかし、図3に示す電源回路は、**正と負の電圧が同時に立ち上がります**。TPS60403は、+1.4～+5.5Vの入力電圧を反転できるICです。
〈星 聡〉

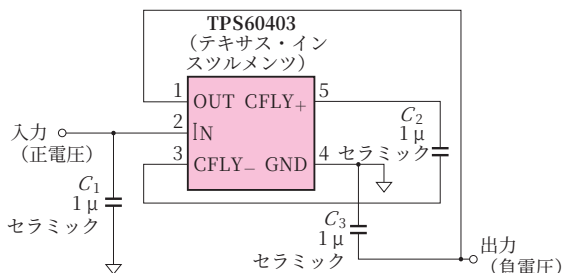


図4 極性反転DC-DCコンバータ(入力電圧2.5～5.5V、出力電圧-60mA)

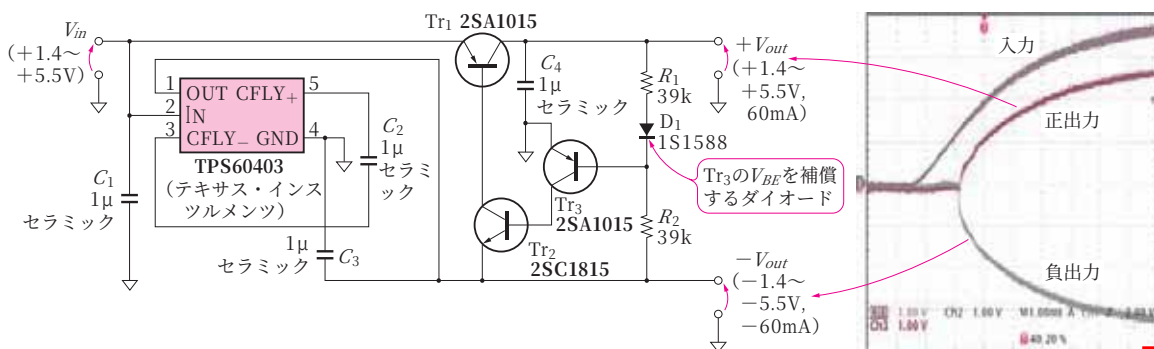


図3 片電源から正と負の電源を出力するバランス電源回路

見本

リチウム / 鉛電池 / ニッケル水素電池に使える

第2章 充電回路

2-1

1直リチウム・イオン2次電池の充電回路 ～USBインターフェースを電源とする～

図1に示すのは、1直のリチウム・イオン電池充電回路です。USBインターフェースを電源として動作します。電池電圧が+4.0 V以下に低下すると、自動的に充電を開始します。

最大充電電流 I_{chgmax} は、 R_{SET} で設定できます。

R_{T1} と R_{T2} は充電を停止させる電池の温度を設定する抵抗です。充電時間は、IC内部で5時間45分に固定されています。

〈星 聡〉

〈星 聯〉

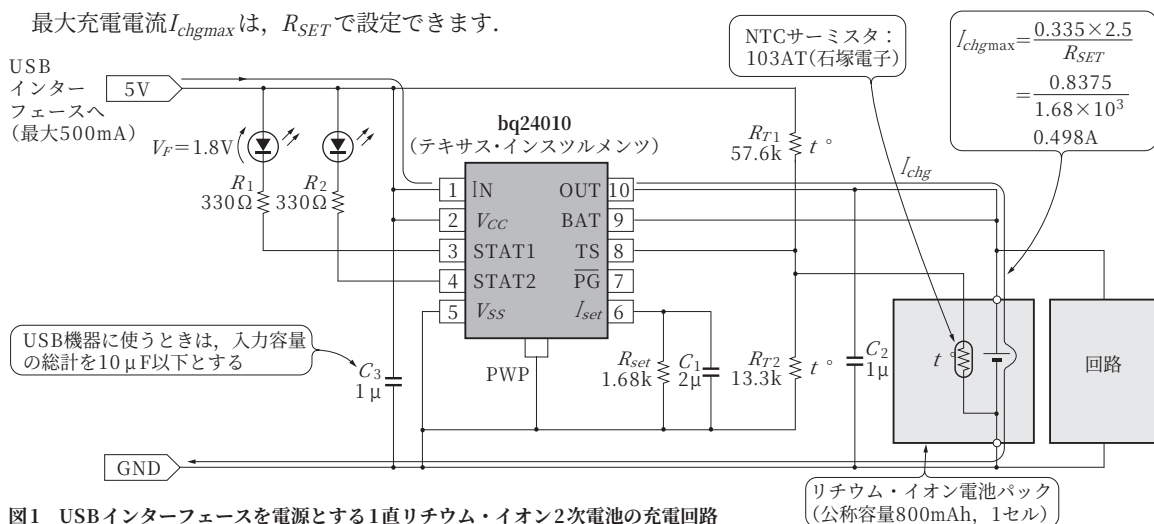


図1 USBインターフェースを電源とする1直リチウム・イオン2次電池の充電回路

2-2

リチウム・イオン蓄電池モジュールの充電回路 ～専用ICで多機能制御～

1本用のリチウム・イオン蓄電池を充電するために設計した回路を図2に示します。

シンプルで多機能なICが全ての検出、制御を行います。充電電圧の設定はIC₁の内部で行っています。

ここでは4.1 VのICを選択しましたが、ギリギリまでたくさん電池のエネルギーを取り出せるように4.2 V用もあります。

2直列用(8.2 V/8.4 V)も用意されているので、同様

の回路構成で使えます.

最大充電電流は2 Aで、充電電流は抵抗 R_7 で設定しています。設定したい充電電流から抵抗値を計算で求めます。

$$R_7 = 0.1 \text{ V}/I_{\max}$$

$I_{\max}$: 設定したい充電電流 [A]

〈佐藤 裕二〉

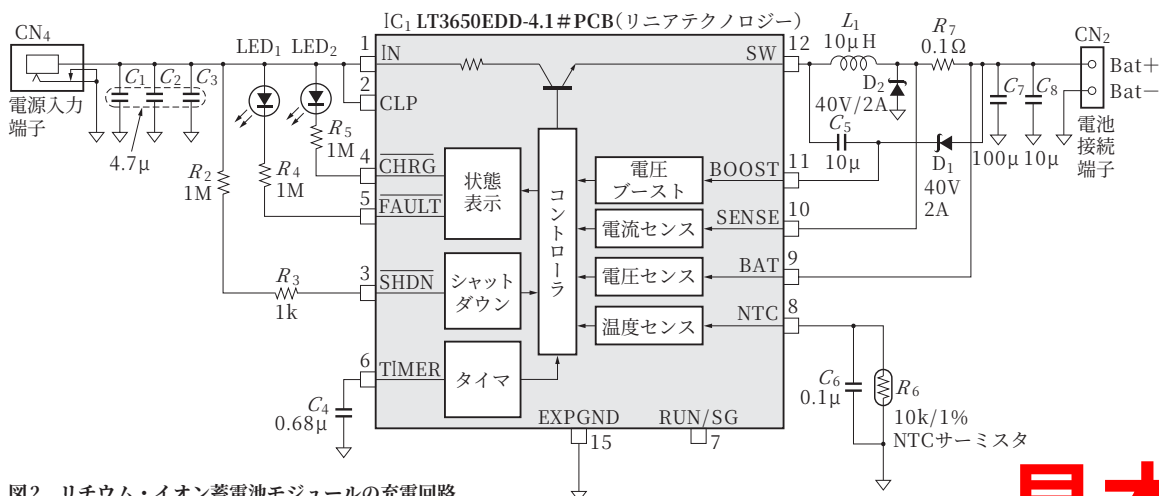


図2 リチウム・イオン蓄電池モジュールの充電回路

LPF/HPF/BPF/BEF の出力がほしいときに

第3章 フィルタ回路

3-1

直流ドリフトの小さい3次バターワースLPF ～OPアンプの直流ドリフトの問題を解決した～

図1に示すのは、検波回路の後段にある平滑回路などに使用できるLPFです。カットオフ特性は5 Hzで-3 dB、50 Hzで-60 dB、100 Hzで-78 dBです。

IC_{1a} と IC_{1b} の出力は、 R_1 や R_3 の信号の直流成分が流れるラインに直流結合せず、 C_1 で直流成分をしゃ断しています。その結果、OPアンプから出力される直流ドリフトがそのまま出力されることがありません。

周波数特性は、 R_1 、 R_2 、 R_3 、 C_1 、 C_2 、 C_3 の6個で決まります。 R_4 と R_5 はカットオフ周波数にかかわらず固定値です。

カットオフ周波数を1 kHzに変更したい場合は次の順序で計算します。

- ① 23.5 nFをE6系列から22 nFに変更
- ② R_2 と R_3 に(23.5/22)を乗じて、9.646 k Ω 、3.621 k Ω を算出する
- ③ E24系列1%誤差の抵抗を組み合わせで定数を決定する

R_1 などの抵抗値は、E24系列の1%誤差程度の抵抗を2本組み合わせて実現します。 R_1 の場合は10 kと160 Ω を直列接続します。コンデンサはすべて同容量の5%誤差程度のフィルム・コンデンサを使います。

OPアンプ出力には入力交流信号振幅の2倍程度の交流電圧が生じます。したがって、交流信号の最大入力電圧はOPアンプICの最大出力電圧の1/2です。OPアンプはFET入力タイプで、利得1でも安定に増幅できるものを選びます。

信号源インピーダンスは R_1 に比べ十分低く、また負荷は $R_1 + R_3$ の値に比べ十分高い必要があります。

〈遠坂 俊昭〉

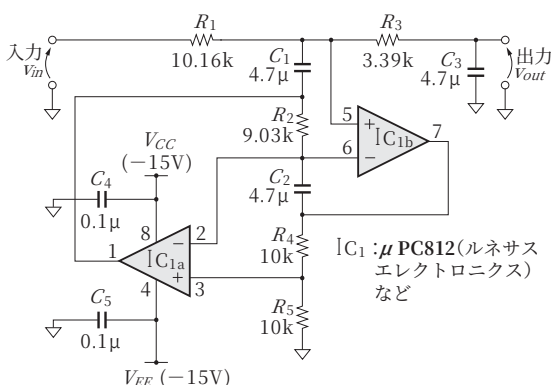


図1 直流ドリフトの小さい3次バターワースLPF

3-2

直流ドリフトの小さい5次バターワースLPF ～急峻な減衰特性がほしいときに便利～

図2に示すのは、図1と同じくOPアンプICの直流ドリフトが出力されないLPFです。

5次なので、5 Hzで-3 dB、50 Hzで-100 dB、100 Hzで-130 dBととても急峻な特性が得られます。

平坦性が重要な場合は、コンデンサの容量誤差を

1%程度に押さえる必要があります。

ただし、すべて同じ容量なので5個のコンデンサのばらつきが抑えられればよく、5%誤差のコンデンサの中から同じ容量のものを5個選べば、平坦性が確保されます。

〈遠坂 俊昭〉

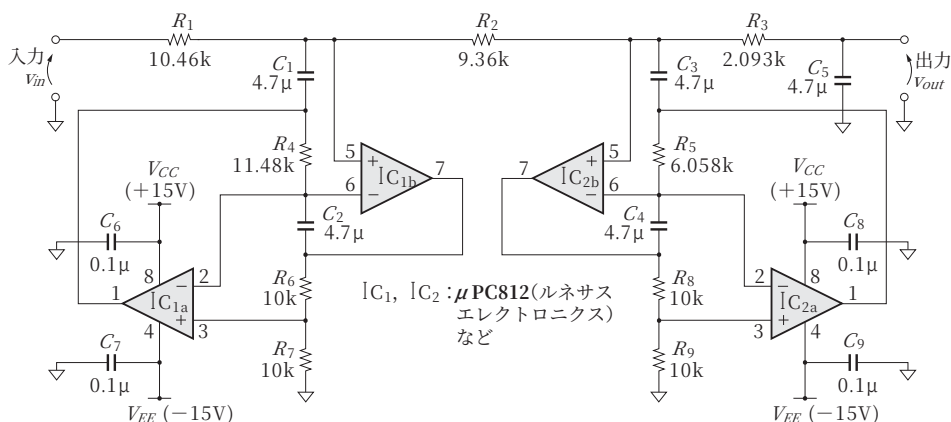


図2 直流ドリフトの小さい5次バターワースLPF

見本

定番のウィーン・ブリッジ型から周波数可変型まで

第4章 正弦波発振回路

4-1

出力振幅の安定度が高い8 M～12 MHzのVCO ～コレクタ同調発振回路にAGCを組み合わせて作る～

図1に示すのは、コレクタ同調発振回路を利用したVCOです。Tr₁のコレクタ電流をTr₂で制御することにより、Tr₁の発振振幅を安定化しています。

出力信号をD₂で検波して直流電圧に変換し、この直流電圧が一定になるようにAGC(Automatic Gain Control)が動作します。VR₁の midpoint は-0.6 Vになり、

R₁₄とR₁₅に流れる電流が等しくなるように出力振幅が一定値に制御されます。発振周波数はL₁、C₂、D₁の静電容量の和、そして浮遊容量で決まります。同調回路のQが高く間欠発振するときは、Qを下げるかR₁₁にCRの直列回路を並列接続して制御位相を進ませます。

〈遠坂 俊昭〉

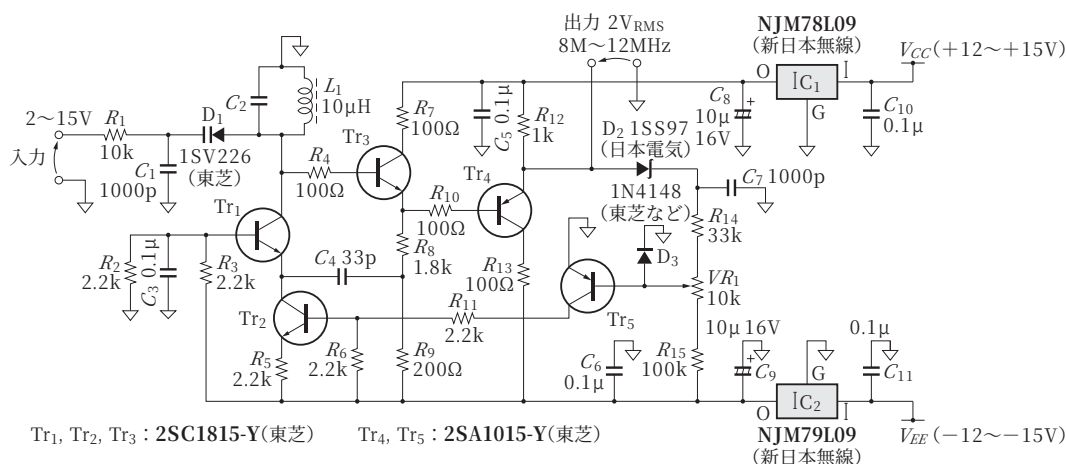


図1 出力振幅の安定度が高い8 M～12 MHz VCO

4-2

ツェナー・ダイオードで振幅を安定化した正弦波発振回路 ～出力電圧が温度によらず一定なウィーン・ブリッジ型～

図2はツェナー・ダイオードで振幅を安定化したウィーン・ブリッジ型正弦波発振回路です。R₁=R₂=R, C₁=C₂=Cとすると、発振周波数f₀ [Hz] は、f₀=1/(2πRC)となります。LF356の出力端子から反転入力端子に戻る負帰還量が発振振幅に応じ自動的に変わり振幅が安定化されます。発振振幅が小さいときはツェナー・ダイオードDは非導通で、負帰還の帰還率βは次式で与えられます。

$$\beta = (R_3 + R_{VR}) / (R_4 + R_3 + R_{VR})$$

βが1/3より少し小さくなるようR_{VR1}を設定しておく、電源ONと同時に発振が始まり振幅が増えます。振幅が成長しツェナー・ダイオードが導通すると、R₅とツェナー・ダイオードの動作抵抗が、R₄と並列につながり、帰還率βが増加します。そしてβ=1/3となったところで発振振幅が安定化します。ピーク・ツー・ピーク出力電圧V_{OP-P}は、

$$V_{OP-P} = 1.5(V_Z + V_F)$$

ただし、V_Z: D₁のツェナー電圧、V_F: D₁の順電圧 V_Fは約-2 mV/°Cの負の温度係数を持ちます。一方ツェナー・ダイオードの温度係数はツェナー電圧V_Zが5.5 V以上で正になります。V_Zが6～7 Vのツェ

ナー・ダイオードを使うと、V_Zの温度係数が約+2 mV/°Cなので、(V_Z+V_F)の温度係数がほぼゼロになり、出力電圧V_{OP-P}が温度によらず一定になります。

出力電圧はR_{VR1}によって調整できます。出力電圧が低いほど低ひずみになりますが、振幅が不安定になります。ひずみ率が1%ぐらいの出力電圧に設定してください。

〈黒田 徹〉

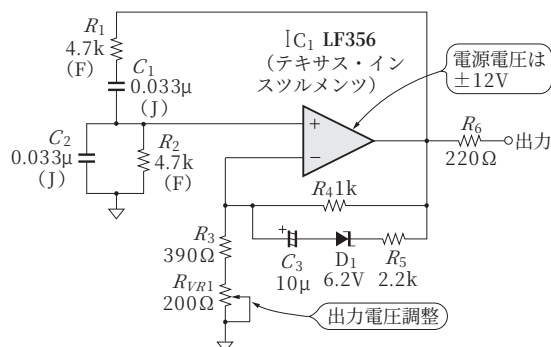


図2 ツェナー・ダイオードで振幅を安定化したウィーン・ブリッジ型正弦波発振回路

見本

矩形波 / 三角波からホワイト&ピンク・ノイズまで

第5章 信号発生器

5-1

ワンチップICで作る10k~10MHzのDDS ~デジタル・データで周波数を設定できる~

信号発生器や信号処理回路など、周波数を細かく設定できる基準クロック発振器が必要な場合があります。

図1に示すのは、10k~10MHzの範囲で、約0.0149Hz単位で方形波を出力するDDS(Direct Digital Synthesizer)方式のクロック発生器です。デジタル・データで出力周波数などを設定できます。

● 出力段のLPFが信号品質を決める

本回路は、余裕をもって f_0 の最大値を10MHzとしています。方形波出力だけを使用するので、フィルタは振幅特性や位相特性より切れの良さに重点を置いて、帯域約16MHzの7次チェビシェフ型としました。

コンデンサには低誘電率チップ型を使用し、プリント・パターンの寄生容量を見込んで値を決めました。

調整のためコイルに低透磁率のコア入りを使用しましたが、除去すべき周波数成分が高いので、自己共振周波数には要注意です。

理論上の最低周波数は $f_r/2^{23}$ までですが、D-Aコンバータの分解能に見合った別のフィルタが必要です。

● 性能を100%引き出すためのプリント基板設計

プリント・パターンの良否がジッタや低周波出力時のハザードなどに如実に現れます。

GNDや V_{CC} は、この回路専用のベタ・パターンを準備します。デジタル系/アナログ系/フィルタ+コンパレータのパターンはスリットを入れて分割します。 RM_1 と RM_2 は、ダンピングとアイソレーションを兼ねています。

● 周波数制御値の設定

基準クロック周波数を f_r 、出力したい周波数を f_0 とすると、周波数制御値(T_W)は次式で算出できます。

$$T_W = 2^{32} f_0 / f_r$$

AD9850内部のレジスタにこの値(T_W)を書き込みます。通信方法には、シリアル方式と8ビット・パラレル方式がありますが、いずれの場合も制御ビットを含めた40バイトぶんを決められた順番で一括で書き込みします。

書き込み後、FQ_UD端子に正のパルスを与えることでデータは32ビット幅のPA(Phase Accumulator)に入力されて有効となります。

〈三宅 和司〉

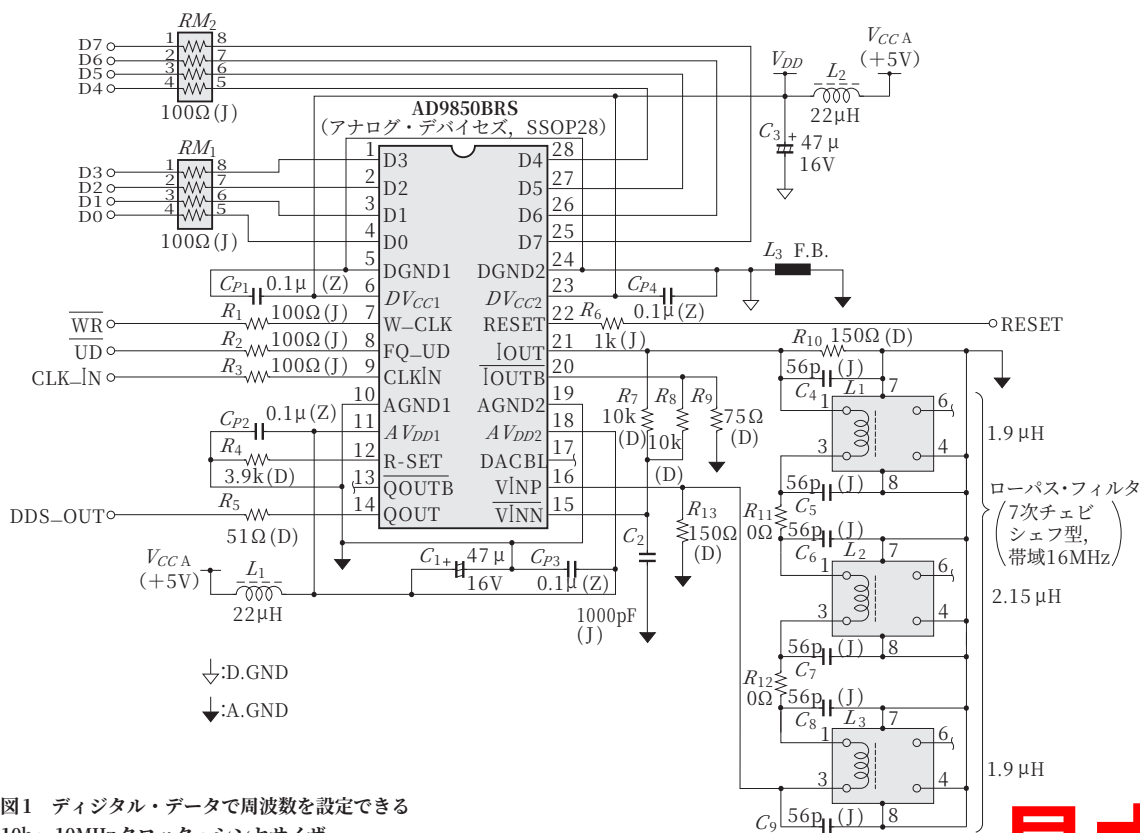


図1 デジタル・データで周波数を設定できる
10k~10MHzクロック・シンセサイザ

見本

第6章 増幅回路

6-1

定番のOPアンプTL071を使った増幅回路
～基本的な反転増幅～

図1はOPアンプを使った基本的な反転増幅回路です。±5～±15Vの正負電源で動作します。

▶増幅率の設定

増幅率は抵抗 R_1 、 R_2 で設定でき、

$$V_{out} = -(R_2/R_1)V_{in}$$

となります。図1の定数($R_1 = 10\text{ k}\Omega$, $R_2 = 100\text{ k}\Omega$)では10倍の反転増幅回路です。

▶バイアス電流の補償

抵抗 R_3 はバイアス電流補償用です。図1ではFET入力OPアンプのTL071を使っており、元々入力バイアス電流は小さいので、 R_3 は省略(OPアンプの非反転入力にGNDに直結)してかまいません。

▶帯域幅の設定

コンデンサ C_1 は帯域幅(−3 dB)を制限してノイズを低減したり、入力容量が大きい場合に位相余裕を向上する効果があります。通常は省略できます。負荷容量が大きい場合の位相余裕向上には、さらに()内の抵抗 R_5 を④点に直列に挿入します。

コンデンサ C_1 によって回路の帯域幅BW(−3 dB)は、
 $BW = 1/(2\pi C_1 R_2)$

に制限されます。図1の定数($C_1 = 100\text{ pF}$, $R_2 = 100\text{ k}\Omega$)では約16 kHzとなります。帯域幅を広げたい場合は、 R_1 、 R_2 の値を小さめに選びます。

▶OPアンプの選定と入力オフセット電圧

TL071は、入力オフセット電圧は比較的大きめ(10 mV_{max})なので、微小入力信号を扱う場合はデータシートの指定に従ってオフセット調整が必要です。

〈宮崎 仁〉

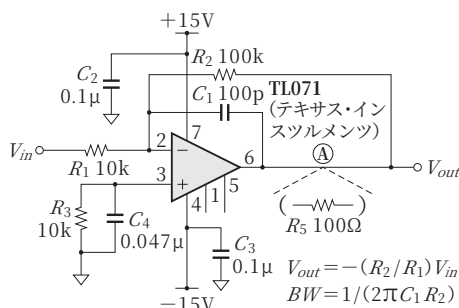


図1 OPアンプを使った基本的な反転増幅回路

6-2

定番のOPアンプTL071を使った交流専用の単電源増幅回路
～オーディオ帯域で使用できる～

図2は、OPアンプを使った交流専用の反転増幅回路です。9～30Vの単電源で動作します。

▶増幅率の設定

コンデンサ C_2 とコンデンサ C_3 で直流成分をカットすることにより、交流成分だけを、

$$A = R_2/R_1 \text{ 倍}$$

に増幅します。図2の定数($R_1 = 7.5\text{ k}\Omega$, $R_2 = 75\text{ k}\Omega$)では10倍の反転増幅回路です。

▶バイアス電圧の設定

抵抗 R_3 、 R_4 で電源電圧 V_{CC} の1/2の電圧を作り、非反転入力ピンに供給します。仮想接地により、反転入力ピンも $V_{CC}/2$ にバイアスされ、OPアンプ出力も $V_{CC}/2$ を中心に振れるようになります。 C_5 はバイアス電圧安定化用のパスコンです。

▶入力周波数の下限

コンデンサ C_2 と抵抗 R_1 により、入力周波数の下限(−3 dB)は、

$$f = 1/(2\pi C_2 R_1)$$

となります。図2の定数($C_2 = 0.47\text{ }\mu\text{F}$, $R_1 = 7.5\text{ k}\Omega$)では約45 Hzとなります。

▶入力周波数の上限

コンデンサ C_1 によって周波数の上限(−3 dB)は、
 $f = 1/(2\pi C_1 R_2)$

に制限されます。図2の定数($C_1 = 100\text{ pF}$, $R_2 = 75\text{ k}\Omega$)では約21 kHzとなります。

▶OPアンプの選定

TL071は元々オーディオ用を意識して低ノイズ化を図ったOPアンプ製品であり、一般的なオーディオ帯域をカバーできます。

〈宮崎 仁〉

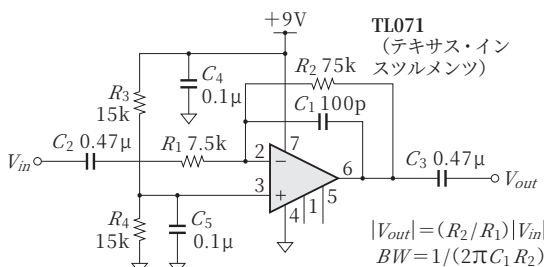


図2 OPアンプを使った交流専用の反転増幅回路

見本

ヘッドホン / スピーカ・アンプから電子ボリュームまで

第7章 オーディオ・アンプ回路

7-1

2 W出力のワンチップ・パワー・アンプ ～スピーカはモノラルでヘッドホンはステレオで鳴らせる～

図1に示すのは、内蔵スピーカはモノラルだけど、ヘッドホンを接続した場合はステレオにしたいときに最適なオーディオ・パワー・アンプです。最大出力は

2 W ($THD = 1\%$, $R_L = 4\ \Omega$, 1 kHz), ゲインは1.25～5倍(ヘッドホン), 2.5～10倍(スピーカ)です。

〈石井 博昭〉

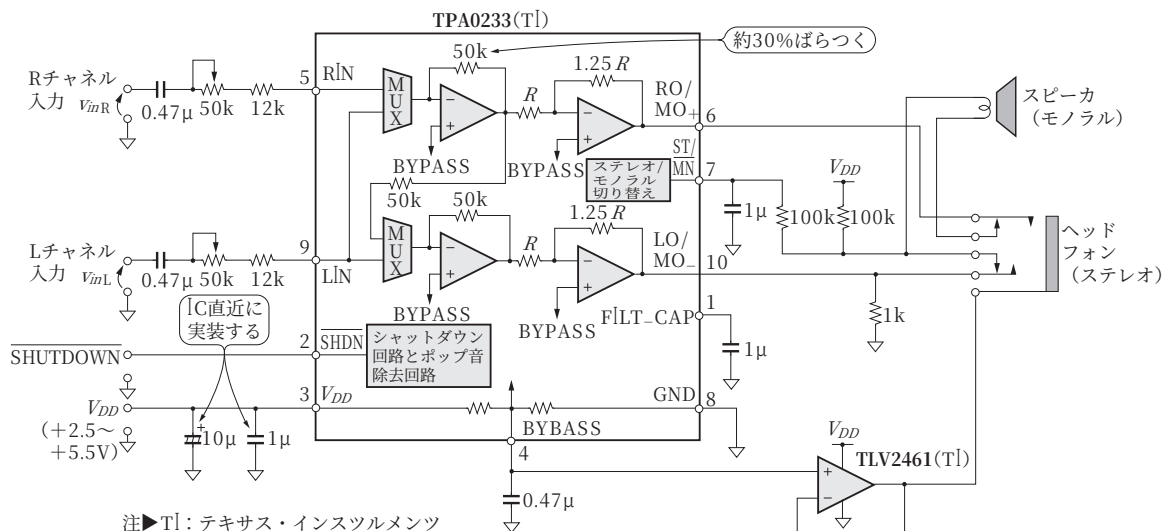


図1 スピーカはモノラルで、ヘッドホンはステレオで鳴らせるワンチップ・パワー・アンプ

7-2

高域でのひずみ率が小さいオーディオ用 15 W パワー・アンプ ～FET入力型OPアンプと2段ダーリントン・エミッタ・フォロワで作る～

図2に示すOPA604はFET入力型で、耐圧 $\pm 25\text{ V}$ 、スルーレート $25\text{ V}/\mu\text{s}$ 、GB積 20 MHz と高域特性に優れます。独自のひずみキャンセル回路をもち低ひずみを実現しています。出力段は2段ダーリントン・エミッタ・フォロワのAB級動作です。

2SD669Aは出力段バイアス電圧の温度補償用です。

パワー・トランジスタのケースに重ね合わせ、ビスで留めて熱結合します。 R_{VR1} でパワー・トランジスタのアイドリング電流を 35 mA に調整します。 D_3 と D_4 は出力端子が短絡したとき出力電流を制限します。正常動作時は非導通です。

〈黒田 徹〉

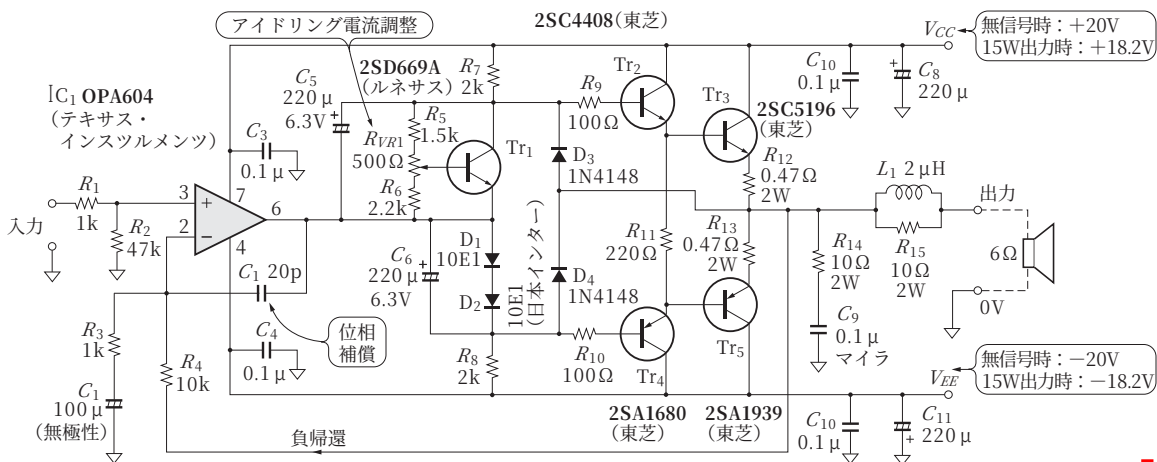


図2 高域でのひずみ率が小さいオーディオ用 15 W パワー・アンプ

見本

高周波アンプ/高周波スイッチ/電力分配&合成回路まで

第8章 高周波回路

8-1

14 MHzで利得20～30 dBの同調増幅回路 ～簡単に作れて低ひずみ特性～

図1に示すのは、MOSFETの2SK302とFCZコイルを使用した同調増幅回路です。特定の周波数の信号だけを増幅します。小電力送信機の最終段に最適です。

プッシュ・プル構成なので、偶数次高調波が少なく、パッドを除いた利得は、14 MHzで+20～+30 dBになります。

さらに利得や出力電力が必要な場合は2SK302を並列接続します。利得が大きすぎたり、インピーダンスのミス・マッチが心配な場合はパッドを挿入します。

2SK302の最大許容損失は200 mWなので、電源電圧が12Vの場合は、 I_{DSS} が8 mA前後のものを選んで使います。内部がFET2個のカスケード接続となっているため、帰還容量 C_{rss} が0.035 pFと小さく、同調増幅器にありがちな発振に悩まされることがありません。

コイルを変更し、同調容量を調整すると、1M～150 MHz程度まで使用できます。

〈遠坂 俊昭〉

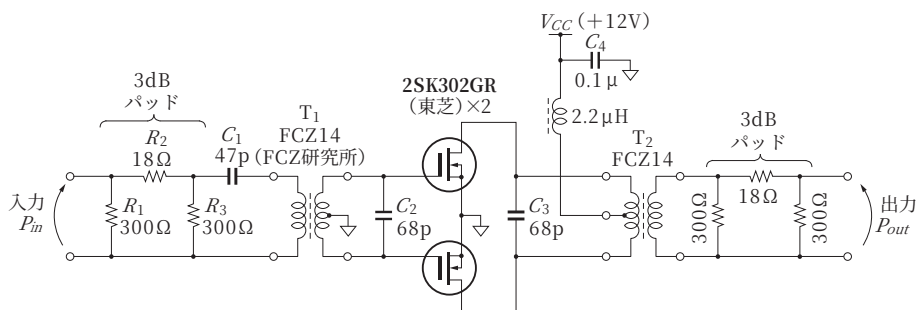


図1 簡単に作れて低ひずみ特性の同調増幅器

8-2

1.9 GHz, ゲイン18.6 dBmの高周波アンプ ～電源電圧1Vから動作し直線性が良好～

図2は、MMIC MGA-53543を使った1.9 GHzの直線性の良いRFアンプです。

直線性に重点を置いており、雑音指数(NF)は少し悪くなっています。受信アンプ用途でNFを重視する必要がある場合は、NFが最小になるよう入力マッチングする必要があります。

● MGA-53543の概要

450 M～5 GHz程度まで動作するMMICです。 P_{1dB} (出力1 dB圧縮点)は18.6 dBmです。電源電圧は+5 Vで、消費電流は45 mAと少し大きめです。

出力が大きいわりにNFが低く、1.9 GHzで1.5 dBです。

負電源などのバイアス回路も不要なので、外部に必要な回路もとても少なくなっています。送信ドライバや受信アンプなどに利用できます。

電源電圧1Vから使えるように設計されており、低消費電流化が可能です。ただし、 P_{1dB} は低下します。

● 実装時の注意

素子どうしを短い距離で結線するマイクロストリップ・ラインを活用するなどの基本的なこと以外に、次

のような点に注意します。

- 目的の周波数で入出力マッチング
- グラウンド・パターンを広くする。ピア・ホールを多数設けて、サブストレートとのインピーダンスを下げる
- 消費電力が大きいので放熱する

使用するプリント基板は、数GHz以下であれば、ガラス・エポキシ(FR4)で十分です。

〈石井 聡〉

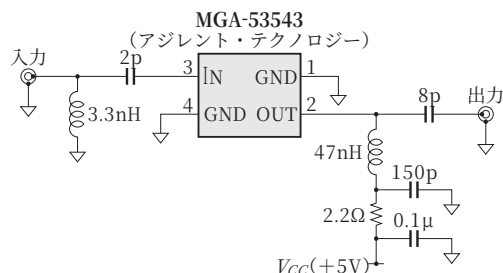


図2 直線性の良好な帯域1.9 GHz, ゲイン18.6 dBmの高周波アンプ

見本

V-I変換からインピーダンス変換回路まで

第9章 変換回路

9-1

微小電流を出力できるV-I変換回路 ～±10Vの電圧を±10μAの電流に変換して出力する～

図1に示すのは、±10Vの制御電圧を±10μAの微小電流に変換するV-I変換回路です。バイオや化学反応を促す際に必要になる、定量的な微小電流発生器などに使えます。IC₁の内蔵抵抗と低バイアスOPアンプIC₂によって、変換精度0.1%(R_Sの誤差を含まない)を実現します。出力電流の下限は、基板上でのリーク電流と要求される出力信号電流とノイズ電流の比で決まります。

C₁を付けると、本回路のノイズは約317 nA_{RMS}から約3.9 nA_{RMS}に減少します。μAオーダーでは、R_Sと負荷間の配線パターンに流れるリーク電流が大きな誤差を生みます。負荷とIC₂の入力ラインには必ずガード・リング・パターンを施し、アクティブ駆動します。出力電流を増すときはR_Sを小さくします。

〈中村 黄三〉

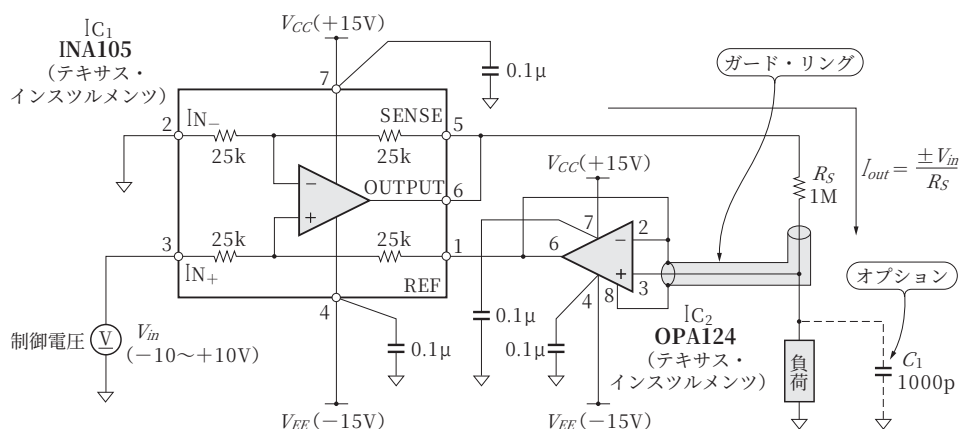


図1 ±10Vの電圧を±10μAの電流に変換して出力するV-I変換回路

9-2

二つの信号の積を電流で出力する乗算型V-I変換回路 ～ワンチップでAM変調できる～

図2に示すのは、アナログ・マルチプライヤMPY634を利用したV-I変換回路です。XとYの2入力の積に比例した電流を出力します。交流、直流どちらも扱えます。

Y入力に搬送波を入れ、X入力の信号成分でAM変調を行い、絶縁トランスを通して2次側に伝達します。

トランスの1次巻き線を電流駆動するため、2次側に誘起される信号の直線性が良く、低ひずみです。

MPY634の演算精度を考えた場合、出力できる電流は最大5mAですから、V_{out}が10V_{P-P}のときR_Sの最小値は2kΩです。搬送波と変調波の周波数は通常1000:1以上離します。

〈中村 黄三〉

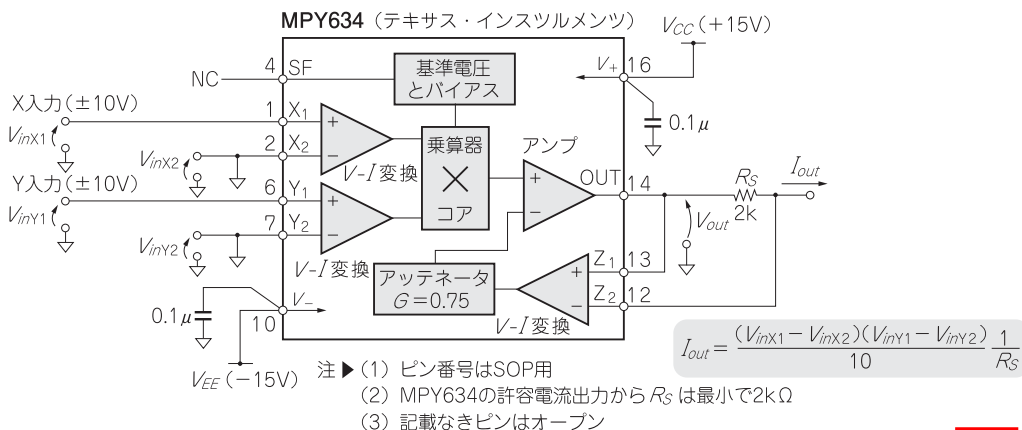


図2 二つの信号の積を電流出力する乗算型V-I変換回路

見本

LED, モータ駆動からフォト・カップラ応用回路など

第10章 ドライブ回路

10-1

基本的なLED駆動回路 ～トランジスタ1個で点灯できる～

表示用LEDの選択基準としては、色(赤, 黄, 緑, 青, 白など), 大きさ(φ3, φ5など), モールド(着色透明, 着色拡散, 無色透明, 乳白拡散など), 発光半値角などがあります。

LEDの駆動回路例を図1に示します。LEDの駆動電流 I_F は次式で求めます。

$$I_F = \frac{V_{CC} - V_F}{R} \dots\dots\dots (1)$$

図2は順方向電圧-電流特性です。

同じ I_F だと, V_F の値は赤が一番小さく, 青は最も大きい値です。

これは, 光の発光波長に応じたエネルギー値が, 赤<黄<青の順で大きくなっているためです。

色の異なるLEDを並べて使用する場合, 各LEDの明るさが同じになるように I_F を決定します。

厳密には, 比視感度曲線による色に対する目の感度差の補正, 発光半値角なども考慮する必要があります。

〈渡辺 明禎〉

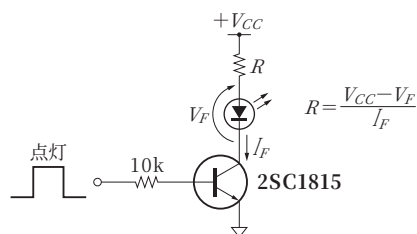


図1 基本的なLED駆動回路

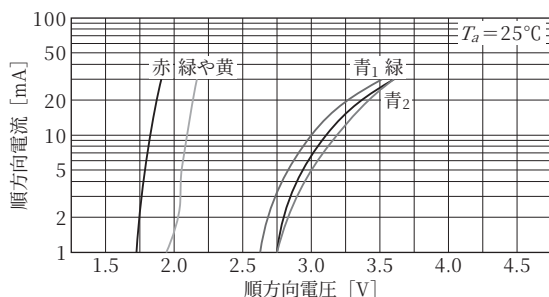


図2 順方向電圧-電流特性(代表値)

10-2

白色LEDを乾電池1～2本で駆動できる回路 ～出力電圧可変のレギュレータICで点灯する～

白色LEDの駆動電圧は3.6V程度なので, 普通の乾電池で駆動するには昇圧回路が必要です。そのようなときに使えるのがTL499Aです。

TL499Aは, 出力電圧が可変できるレギュレータICです。昇圧時にはスイッチング・レギュレータ, 降圧時にはシリーズ・レギュレータとして動作し, その動作モードは入力電圧で自動的に切り替わります。

入力電圧範囲は1.1～10V(スイッチング動作時), 35V最大(シリーズ動作時), 出力電圧範囲は2.9～

30V, 最大出力電流は100mAです。

白色LEDを使った懐中電灯の回路例を図3に示します。電池は1～2本を直列にして使います。4番ピンはピーク・スイッチング電流 I_{peak} の制御ピンで, $R_1 = 500\Omega$ の場合に約200mAです。出力電流を大きくしたい場合はこの抵抗値を小さくし, I_{peak} を増やします。出力電圧は100kΩの半固定抵抗器により調整します。

〈渡辺 明禎〉

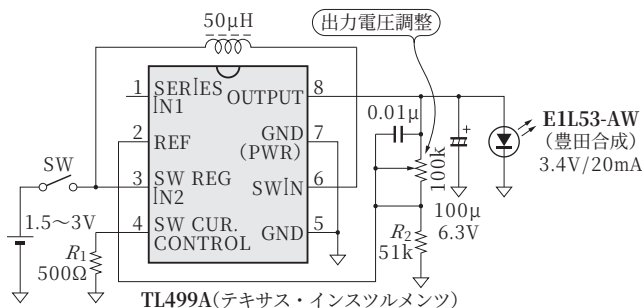


図3 白色LEDを乾電池1～2本で駆動できる回路

見本

ISBN978-4-7898-4677-6

C3055 ¥2400E

CQ出版社

定価：本体 2,400円（税別）



9784789846776



1923055024007



見つける・求める・製作の素がいっぱい！プロの経験をソックリいただき！

今すぐ作れる！今すぐ動く！ 実用**アナログ回路事典**250

見本