

オーディオ用パワーアンプの試作(DC サーボ回路)

オーディオ用パワーアンプの試作(増幅回路)では、アンプ部の主な設計をしました。
ここでは、DC サーボ回路の設計について説明します。

●DC サーボ回路

今回のパワーアンプは結合コンデンサを使わない DC アンプを構成していますが、DC アンプの弱点として直流電圧が出力されることです。

直流電圧が小さい場合は問題にはなりません、大きくなるとスピーカーに大きな直流電流が流れることにより、スピーカーの音に影響を与えるだけでなく最終的にはスピーカーの破壊に至るので注意が必要です。

出力段における直流電圧発生の原因は、初段のトランジスタの特性の微妙なずれによるものが主で、対策として特性の揃った同種の素子で差動増幅回路を構成したり、コンプリメンタリ特性の揃った素子を使ったりするのですが、特性の揃った素子の選別は手間がかかるので、出力段の直流電圧を十分小さく抑さえておく回路技術が開発されました。

その1つが今回使用した DC サーボ回路で、調べたところ図1の回路が良く使われるようです。ただ、DC サーボ回路に関する解説は少ない上に分かり難いので、自分なりに以下に検討しました。

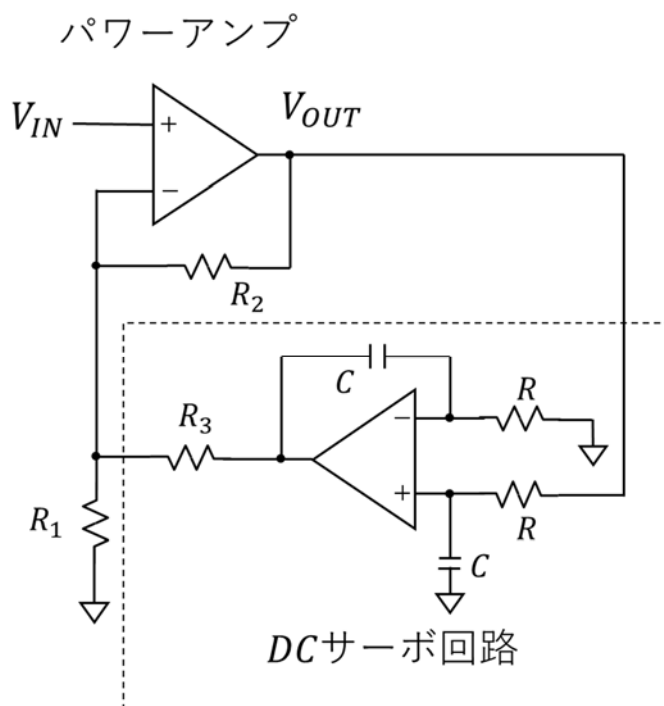


図1. DC サーボ回路

全体の伝達関数は以下ようになります。

DC サーボ回路が差動増幅回路で積分器を構成していることが分かれば、比較的容易に求めることができます。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{j\omega RC(R_1 \cdot R_2 + R_2 \cdot R_3 + R_3 \cdot R_1)}{R_1(R_2 + j\omega R_3 RC)} \dots (1)$$

DC ゲインは、 $\omega = 0$ とおいて

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = 0 \dots (2)$$

パワーアンプ部が非反転増幅回路なのに直流ゲインが“1”でなく“0”となるのは、不思議ですね。
また、 $R_2 \ll \omega R_3 RC$ のときは、

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{R_1 \cdot R_2 + R_2 \cdot R_3 + R_3 \cdot R_1}{R_1 \cdot R_3} = 1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_3} \dots (3)$$

第3項の分だけ、一般的な非反転アンプのゲインと異なります。

以下、具体的な値を検討します。

低域遮断周波数 f_c は、分母の実部と虚部の成分が等しいとおいて以下で与えられます。

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{R_2}{2\pi R_3 RC} \dots (4)$$

遮断周波数を 1Hz、また今回のアンプに合わせて $R_2 = 910\Omega$ とします。R、C の定数は特に制限はなさそうなので、ここでは $R = 100k\Omega$ 、 $C = 0.1\mu F$ とすると、 $R_3 = 15k\Omega$ となります。

なおこのとき、

$$\frac{R_2}{R_3} = 0.06 \dots (5)$$

となるので、今回はゲインの第3項目は無視できます。

この時の周波数特性のシミュレーション結果が図1です。

低域遮断周波数が約1Hz で予定通りです。

この DC サーボ回路は、あとから追加できるのがいいですね。

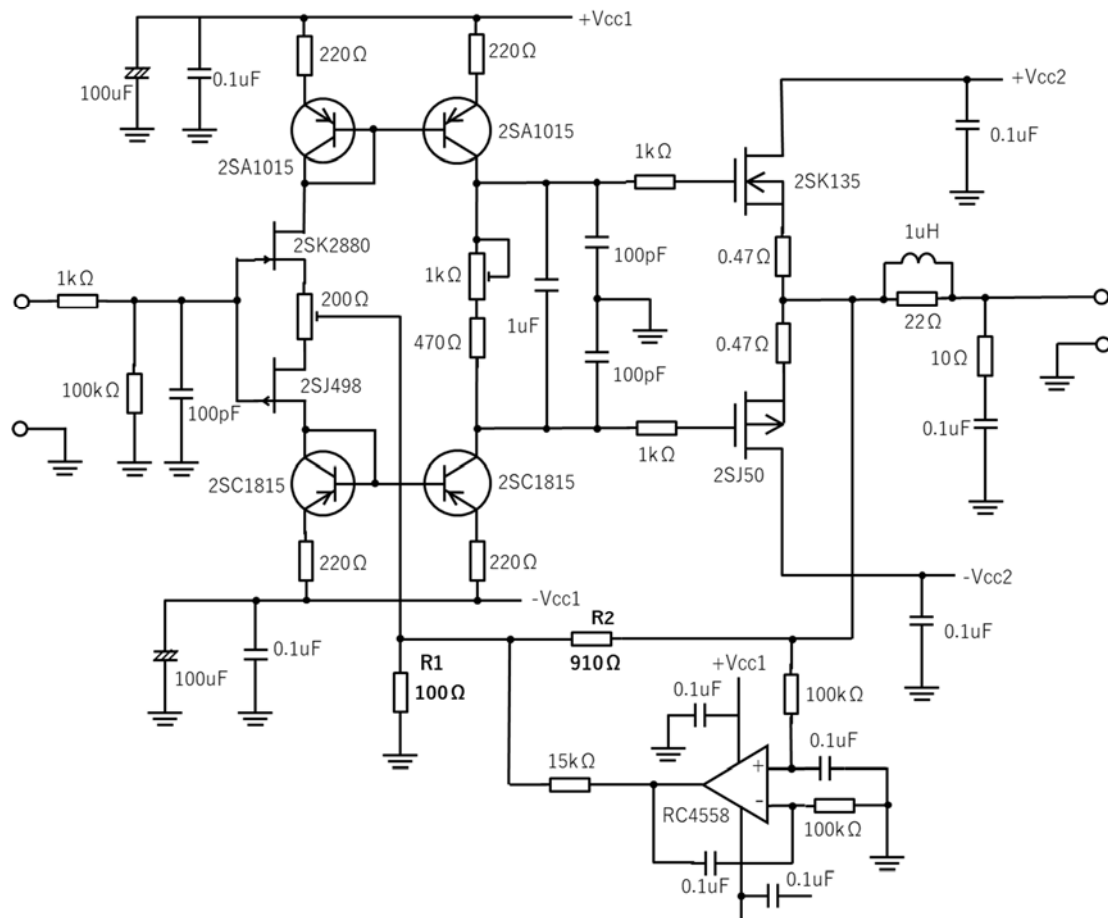


図2. 今回のアンプに DC サーボ回路を追加した回路図

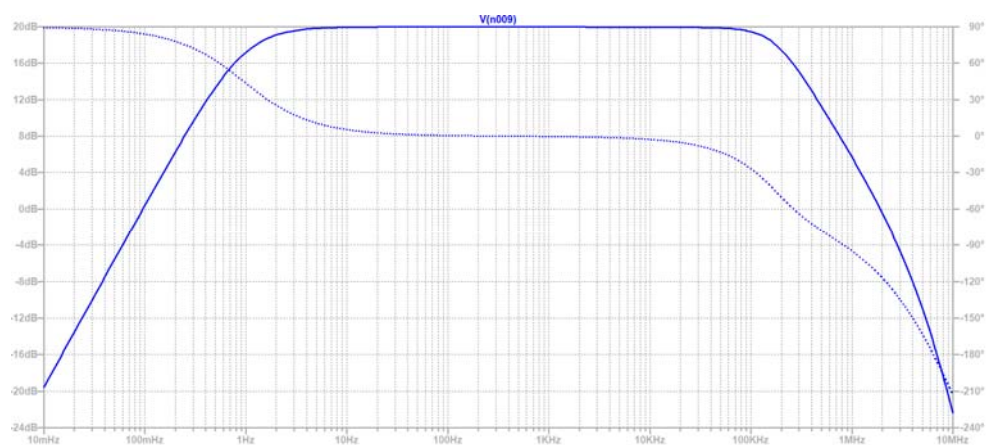


図3. DC サーボ回路を追加した場合の周波数特性

初段の J-FET は、選別して特性の近いものを選んだものですが、それでも約 50mV の入力オフセット電圧が生じるのがわかっており、アンプのゲインが 10 倍なので、出力には約 500mV のオフセット電圧が生じることになります。

実際の周波数特性は図4のようになりました。

低域遮断周波数が予定通り約1Hz となっています^^

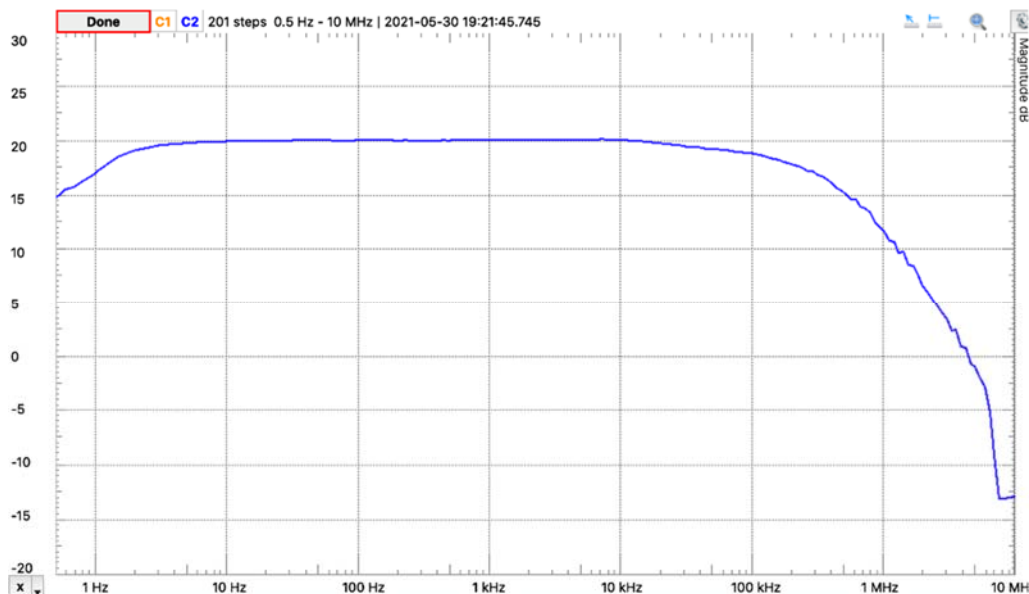


図4. 今回製作したパワーアンプの周波数特性

今回設計した DC サーボ回路が動作することをシミュレーションで確認した波形が図5です。途中から DC サーボ回路を起動させて、きちんと動作していることが確認できました。

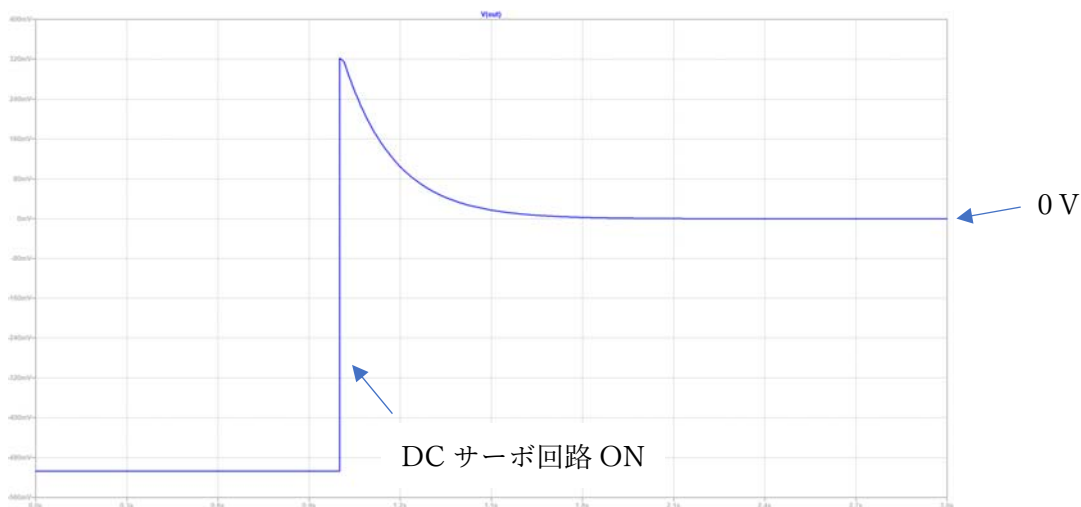


図5. DC サーボ回路の時間軸動作

●DC サーボ回路で補償可能なオフセット電圧の範囲

入力オフセット電圧が小さい間は DC サーボ回路で出力直流電圧を抑圧できますが、当然限界があります。R3 と差動積分器の最大出力電圧が影響していると予想します。

その検討のため図5を使用します。

補償可能な最大入力オフセット電圧を V_{offset_max} とします。入力電圧が0V のとき、DC サーボ回路が動作している場合は出力電圧も0V となります。補償範囲は、DC サーボ回路の最大出力電圧 $V_{DC_servo_max}$ と R3 で決まります。

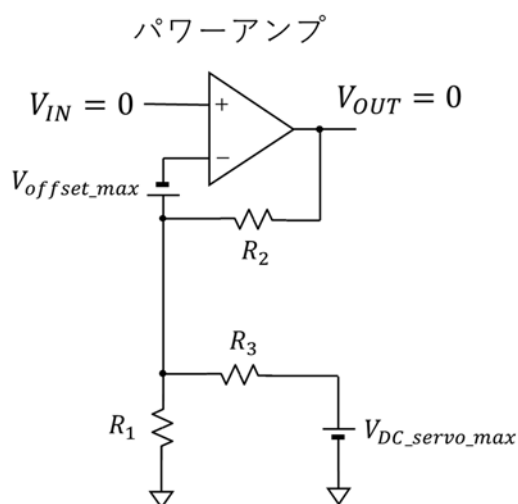


図5. 補償可能な DC オフセット電圧範囲を求めるための回路図

図 5 より、(6) 式を得ます。

$$V_{offset_max} = \frac{V_{DC_servo_max}}{1 + \frac{R_3 + R_3}{R_1 + R_2}} \dots (6)$$

設計においては、(3) 式のゲインにおいて R_3 の影響は少なくするために、 $R_2/R_3 \leq 1$ とすると、

$$V_{offset_max} \cong \frac{R_1}{R_3} \cdot V_{DC_servo_max} \dots (7)$$

今回のアンプは、 $V_{DC_servo_max}$ の最大値は約 10V なので、補償できる入力オフセット電圧の最大値は約 60mV となります。

今回は、半固定抵抗により DC オフセット調整を実施するので、補償範囲 $\pm 60\text{mV}$ で全く問題ありませんが、実は入力信号に 60mV を超える直流電圧がある場合に、DC オフセット電圧を補償できないことを意味しています。

今回の定数でシミュレーションしたところ、60mV の DC オフセットでは補償できましたが、70mV の DC オフセットでは、出力に約 90mV の DC 電圧が現れました。

なので、もし前段アンプの出力 DC オフセット電圧が $\pm 60\text{mV}$ を超える場合は、DC カット用のコン

デンサを挿入する等の対策が必要です。

なお、今回のパワーアンプの入力インピーダンスは $100\text{k}\Omega$ なので、低域カットオフ周波数を 1Hz とすると、必要なコンデンサの容量は約 $1.6\mu\text{F}$ 程度もあれば十分なので、高音質だと言われているフィルム系のコンデンサが使用できます。

現実的には、前段の出力で想定される直流電圧や初段のオフセット電圧の調整の有無等も考慮して、補償可能な入力オフセット電圧の最大値を最初に設定するのが一般的だと思います。

なお、結合コンデンサをできる限り使いたくないという人向けに、以下厳密に検討します。上記(3)、(4)、(6)式を再度使用します。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{R_1 \cdot R_2 + R_2 \cdot R_3 + R_3 \cdot R_1}{R_1 \cdot R_3} = 1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_3} \dots (3)$$

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{R_2}{2\pi R_3 RC} \dots (4)$$

$$V_{offset_max} = \frac{V_{DC_servo_max}}{1 + \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_3}{R_2}} \dots (6)$$

(3)、(4)式より、

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} + 2\pi f_c RC \dots (8)$$

また(4)、(6)式より

$$V_{offset_max} = \frac{V_{DC_servo_max}}{1 + \frac{1}{2\pi f_c RC} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \dots (9)$$

さらに、(8)、(9)式より

$$2\pi f_c RC = \frac{V_{offset_max} \cdot \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)}{V_{DC_servo_max}} \dots (10)$$

(10)式の右辺は設計において設定可能なパラメータです。(10)式により $2\pi f_c RC$ が求められます。

次に、(4)、(10)式から R_2/R_3 が求まります。さらに(3)式から R_2/R_1 が求まります。

そして、 R_1 を決定することにより R_2 、 R_3 が決まります。

また、(10)式から $2\pi f_c RC$ が求まりますが、低域遮断周波数 f_c も設計側が決めることなので、RCが決まります。RCには制限が無いので、コスト・性能・好み等によって選択することになると思います。

以下、具体例でやってみます。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = 10 \cdots (11)$$

$$V_{offset_max} = 1(V) \cdots (12)$$

$$V_{DC_servo_max} = 20(V) \cdots (13)$$

と設定すると、(10)式より

$$2\pi f_c RC = \frac{V_{offset_max} \cdot \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)}{V_{DC_servo_max}} = \frac{1}{2} \cdots (14)$$

(4)式より

$$\frac{R_2}{R_3} = 2\pi f_c RC = \frac{1}{2} \cdots (15)$$

つぎに(8)式より、

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} - 1 - 2\pi f_c RC = 10 - 1 - 0.5 = 8.5 \cdots (16)$$

$R_1 = 1k\Omega$ とすると、(15)、(16)式より

$$R_2 = 8.5k\Omega \cdots (17)$$

$$R_3 = 2R_2 = 17k\Omega \cdots (18)$$

が求まります。 $8.5k\Omega$ や $17k\Omega$ の抵抗値は売ってはいませんが、ここは厳密性は必要無いので、近い値を採用すればよいです。

あとは、

$$f_c RC = \frac{1}{4\pi} \cdots (19)$$

より、 $f_c = 1Hz$ とすると、 $RC = 80(ms)$ を満足するRとCを選択することになります。

たとえば、 $C=0.8\mu F$ とすると、 $R \approx 100k\Omega$ となりますが、これは妥当な選択だと思います。

シミュレーションは割愛しますが、予定通りの結果でした^^

かなり以前より2回路入りオペアンプICが普及しているので、図6のような一般的な反転増幅回路で構成された積分器と反転増幅器の組み合わせのDCサーボ回路も考えられます。

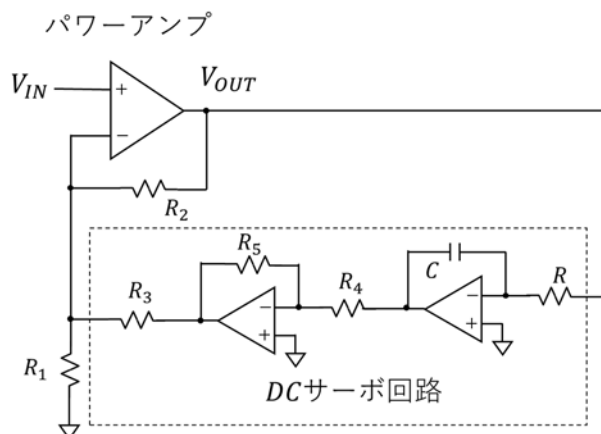


図6. 反転型の積分器と反転増幅器で構成した DC サーボ回路

図6において、(4)式は以下ようになります。

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{R_2}{2\pi R_3 RC} \cdot \frac{R_5}{R_4} \dots (20)$$

R_4 と R_5 を同じ値にした場合は、上記の検討と同じになりますので、以下異なる場合について、少し検討してみます。

$R_5 > R_4$ の場合、 RC が一定の場合 f_c が大きくなります。 f_c を一定にするための部品の選択肢が狭くなるので注意が必要です。

$R_5 < R_4$ の場合、 RC が一定の場合 f_c が小さくなります。あるいは f_c を一定にした場合は、 C を小さくできるので、部品の選択肢が増えるので望ましい方向のように思えます。

ただし、 $V_{DC_servo_max}$ が小さくなるので、注意が必要です。

この問題の対策として、図6の DC サーボ回路の積分器と反転増幅器を入れ替えることや、反転増幅器を積分器に変更する方法が思い浮かびますが、ここでは検討を省略します。

以上、きちんと設計するのは少し面倒そうですが、オペアンプ 1 個か 2 個の回路を後で追加すればよいので、ちょっと試してみたいかがでしょうか？

あと、パワーアンプが反転増幅回路の場合の検討が考えられますが、それについてはカツ・アイ(=割愛)！

〈松垣佳克〉