

ZEROLAB

A-0 “Divided by 0 PEDAL”

設計報告書

2025 年 10 月 1 日

ZEROLAB

目次

仕様--- p. 2

1. 電源部--- p. 2～10

1.1 プリアンプ電源昇圧部

1.2 ヒーター電源降圧部

2. ファンコントローラ--- p. 10

3. プリアンプ--- p. 11

4. キャビネットシミュレータ/バッファ--- p. 11

	電源電圧	18 V
	定常消費電流	400 mA
	瞬間消費電流	800 mA
性能	入力インピーダンス Ch. 1	k Ω
	入力インピーダンス Ch. 2	k Ω
	出力インピーダンス	Ω

設計上の電流最大値は 1000[mA]であるが、Vital Audio VA-08Mk-II /18[V]800[mA]で起動確認済み。

1. 電源部の設計

1.1 プリアンプ電源昇圧部

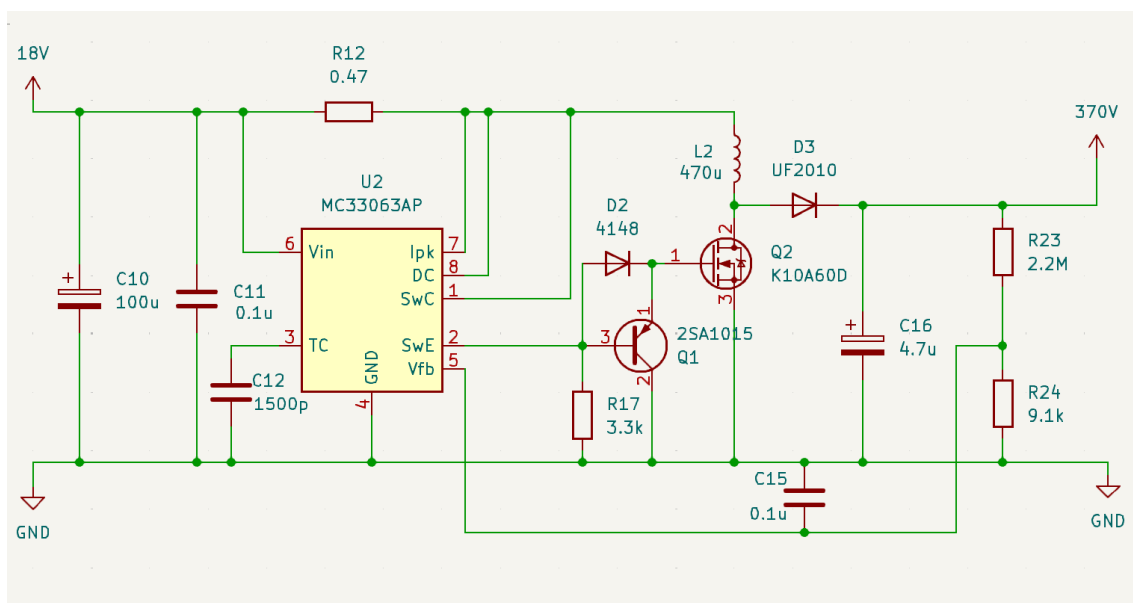


図 2 昇圧 DCDC コンバータ回路図

表 2 目標仕様

項目	記号		Unit
入力電圧	V_{IN}	18	V
出力電圧	V_{OUT}	300	V
出力電流	I_{OUT}	2.07	mA

プリアンプ回路の消費電流は計測から、 $V_{cc} = 300$ [V]において 2.07 [mA]であった。

この電源を供給する DCDC コンバータを設計する。

リップル周波数が可聴域外になるようにするため、スイッチング周波数が任意に設定できる PWM 型の DCDC コンバータ IC を使用する。入手性から NJM2374A を採用した。

表 3 選定インダクタ仕様・定格

SUMIDA SMD Power Inductor CDRH127/LDNP-471MC

項目	記号		Unit
定格電流	I_L	1.00	A
インダクタンス	H	$470 \pm 20\%$	μH
DC 抵抗	R_{DC}	741	m Ω

[https://products.sumida.com/products/pdf/CDRH127LD%20\(en\).pdf?t=1755201134](https://products.sumida.com/products/pdf/CDRH127LD%20(en).pdf?t=1755201134)

入力電圧 18[V]出力電圧 300[V]と昇圧比が高いため、高インダクタンスのインダクタが必要である。ここでは入手性を考慮し、470[uH]のインダクタを使用する。

表 4 選定 MOSFET 定格

TOSHIBA Nch パワーMOSFET TK10A60D S5Q

項目	記号		Unit
ドレイン・ソース間耐圧	V_{DSS}	600	V
ゲート・ソース間耐圧	V_{GSS}	± 30	V
ドレイン電流	I_D	10	A

https://toshiba.semicon-storage.com/info/datasheet_ja_20180619.pdf?did=5939

表 5 選定ダイオード仕様・定格

PANJIT INTERNATIONAL INC. UF2010

項目	記号		Unit
耐圧	V_{DSS}	1000	V
順方向電圧	V_F	1.7	V
許容順電流	I_{AV}	2.0	A

https://www.panjit.com.tw/upload/datasheet/UF200G_SERIES.pdf

いずれにおいても目標電圧300 [V]よりも十分高い耐圧を確保できている。

電力、許容電流の検証

デューティ比 D を求める。

入出力 1 周期当たりエネルギー等式

$$\eta \frac{1}{2} H I_P^2 = \frac{V_{OUT} I_{OUT}}{f_{SW}} \quad (1)$$

電圧、電流、インダクタンスの関係式

$$V = H \frac{dI}{dt} \quad (2)$$

$$V_{IN} = H \frac{I_P}{t_{on}} \quad (3)$$

(1)、(3)より、

$$\eta \frac{V_{IN}^2 t_{on}^2}{2H} = \frac{V_{OUT} I_{OUT}}{f_{SW}} \quad (4)$$

t_{on} について解いて、

$$t_{on} = \sqrt{\frac{2V_{OUT} I_{OUT} H}{\eta f_{SW} V_{IN}^2}} \quad (5)$$

デューティ比 D について、

$$D = t_{on} f_{SW} \quad (6)$$

なので、(5)、(6)より、デューティ比 D が求められる。

$$D = \sqrt{\frac{2V_{OUT} I_{OUT} H f_{SW}}{\eta V_{IN}^2}} \quad (7)$$

スイッチング周波数 f_{SW} は可聴域外 $20[\text{kHz}] < f_{SW}$ を満たすようにする。

DCDC コンバータ IC NJM2374A データシート p5 発振周波数対タイミングキャパシタ特性例より、

タイミングキャパシタ $C_T = 1000[\text{pF}]$ で $f_{SW} \approx 31[\text{kHz}]$ となる。

https://www.nisshinbo-microdevices.co.jp/ja/pdf/datasheet/NJM2374A_J.pdf

回路に流れる電流最大値 I_P を求める。

(1)を I_P について解いて、

$$I_P = \sqrt{\frac{2V_{OUT}I_{OUT}}{\eta H f_{SW}}} \quad (8)$$

$f_{SW} = 31[\text{kHz}]$ における効率 $60[\%]$ を仮定して I_P を求めると、 $I_P = 377[\text{mA}]$ となる。
これはインダクタの定格電流 $I_L = 1.00[\text{A}]$ の半分以下であり、電流によるインダクタンスの低下は許容範囲内である。また、スイッチの定格にも電流、許容損失ともに十分余裕がある。

効率の測定

計測より、 $C_T = 1500[\text{pF}]$ 、 $f_{SW} = 41[\text{kHz}]$ ($T_a = 25 [^{\circ}\text{C}]$)で DCDC コンバータ全体の平均消費電流 I_{IN} が最小値

$$I_{IN} = 46.6 [\text{mA}]$$

となった。 $V_{IN}, I_{IN}, V_{OUT}, I_{OUT}$ より、入力電力 P_{IN} 出力電力 P_{OUT} が

$$P_{IN} = V_{IN}I_{IN} = 18 \times 46.6 \times 10^{-3} \approx 0.839 [\text{W}]$$

$$P_{OUT} = V_{OUT}I_{OUT} = 300 \times 2.07 \times 10^{-3} = 0.621 [\text{W}] ,$$

となった。これらより、効率 η , 損失 P_{LOSS} は

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \approx 74[\%]$$

$$P_{LOSS} = P_{IN} - P_{OUT} \approx 0.22 [\text{W}]$$

と求まった。各部品の許容損失よりも十分に小さい。

過電流保護抵抗 R12 について

DCDC コンバータ IC NJM2374A の 7pin は電流監視

6pin-7pin の電位差が $300[\text{mV}]$ 以上になると PWM パルス出力が停止する。

インダクタとパワーサプライの電流供給能を考慮し、制限抵抗を $0.47[\Omega]$ としたとき、制限電流 I_{lim}

$$I_{lim} = \frac{300 \times 10^{-3}}{0.47} = 638 [\text{mA}]$$

となるようにした。

分圧抵抗 R23, R24 について

NJM2374A の 5pin スレッシュホールド電圧 V_{th} は $1.250 \pm 2\%[\text{V}]$ となっている。

出力電圧は以下の式で決定される。

$$V_{OUT} = 1.250(1 + \frac{R23}{R24})[\text{V}]$$

E24 系列から、 $R_{23} = 2.2[\text{M}\Omega]$ 、 $R_{24} = 9.1[\text{k}\Omega]$ のとき、

$$V_{OUT} = 1.250 \left(1 + \frac{2.2 \times 10^6}{9.1 \times 10^3} \right) \approx 303[\text{V}]$$

と、目標電圧に近い電圧が得られた。

また、抵抗誤差 $\pm 1[\%]$ の抵抗を使用する。

1.2 ヒーター電源降圧部

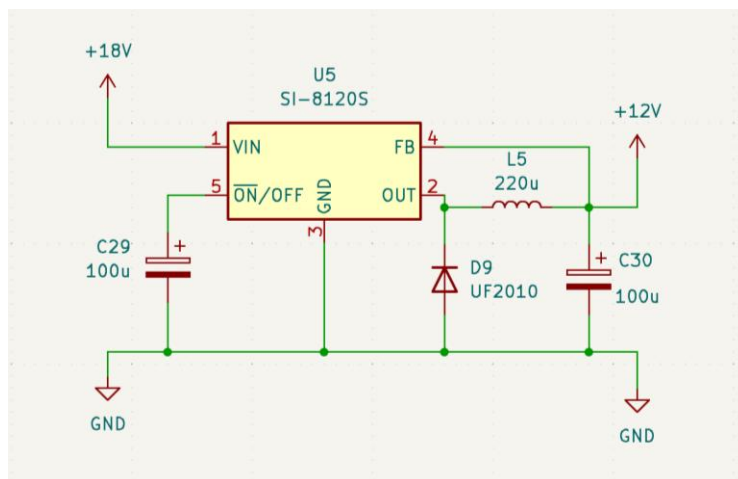


図 3 降圧 DCDC コンバータ回路図

また、昇圧部と電源投入時の電流ピークをずらし、ヒーター突入電流を制限するために、スロースタートを利用する。

表 6 目標仕様

項目	記号		Unit
入力電圧	V_{in}	18	V
出力電圧	V_{out}	12	V
出力電流	I_{out}	300	mA

昇圧コンバータの電力段に関する基本的な計算©/2022 Texas Instruments

https://www.ti.com/jp/lit/an/jaja713d/jaja713d.pdf?ts=1755237250683&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fsolution%252Fja-jp%252Fe-reader

可変抵抗 <https://www.linkman.jp/data/R1610N-QA1.pdf>

2. ファンコントローラ

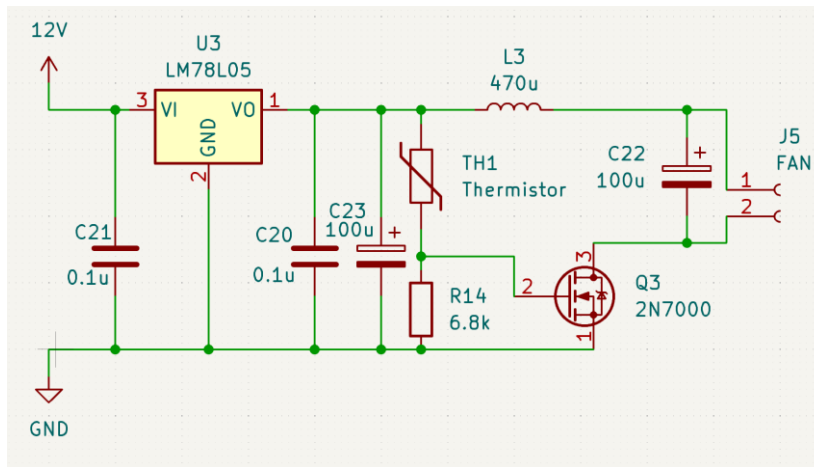


図4 ファンコントローラ回路図

12VDC ファンを使用する。出力 100%で使用すると、電源に混入するノイズが無視できないものになり、放熱性能もオーバースペックとなる。そこでリニアレギュレータで降圧する。リニアレギュレータの発熱を減らすため、電源はヒーター用電源 12V を使用する。さらに、低温時に無回転となるように、サーミスタで温度変化を反映する。

サーミスタと R14 で分圧し、目的の温度で MOSFET のゲートスレッシュホールド電圧 2.1[V] になるようにする。

mOSFET https://akizukidenshi.com/goodsaffix/2n7000_20210601.pdf

使用するサーミスタの

B 定数 $B = 3435$

$T_0 = 25[^\circ\text{C}]$ において $10\text{k}[\Omega]$

<https://akizukidenshi.com/goodsaffix/assy.pdf>

ON となる温度を $T=50[^\circ\text{C}]$ とすると、

$$R = R_0 \times \exp \left\{ B \left(\frac{1}{T + 273} - \frac{1}{T_0 + 273} \right) \right\} [\text{V}]$$

から $T=30[^\circ\text{C}]$ におけるサーミスタの抵抗値

$R=8.27\text{k}[\Omega]$ と求まる。

このときにゲート電圧が 2.1[V] となるように、R14 の抵抗値を求めると、

$$\frac{R_{14}}{R + R_{14}} = \frac{2.1}{5.0}$$

$R=5.987\text{ k}[\Omega]$ と求まり、

E11 系列から $5.6\text{k}[\Omega]$ と仮決定した。

ゲート電圧 2.1[V] 時の DC ファン端子間電圧と回転開始電圧とにはギャップがある。

そこで、ブレッドボード上で R_{14} の値を複数パターン試したところ、

$R=6.8\text{k}[\Omega]$ としたときに目的の動作が得られた。

3. プリアンプ

プリアンプ部の回路、各種部品について、筐体内に収まるサイズの部品を選びつつ、下記資料の定数にできるだけ近いものとする。

https://blogger.googleusercontent.com/img/b/R29vZ2xl/AVvXsEjTVYcA_r2RwMQ1e8BvH03bArZ6cIbd4iBz9FT4YipBLmzXy7b32GpXRSglbIMKi1f3270h9VY2JKUYBa7J22tV8ci1VbFK74bgGZr00Z3Sc2WJLQpcmH2bjFyJUSL6Zu0LTXpS9Pf9WtE/s1600/CeeJayEleven.jpg

Phase inverter 段について：

実機は後段にプッシュプルパワーアンプがあり、プレート, カソード両方から信号を取り出しているが、本設計ではライン出力とするため、プレート側の出力、カップリングコンデンサは omit する。プリアンプ全体で正相となるカソード側から信号を取り出す。後段のバッファ部も非反転増幅とする。

4. キャビネットシミュレータ/バッファ

目標仕様

ー 0、プリアンプをフロント入力端子に接続する方式を考える。この仕様条件下、JC120 のイコライザーを 5 / 5 / 5 に設定した場合にキャビネットの周波数特性が再現されるよう、特性補正回路を設計する。

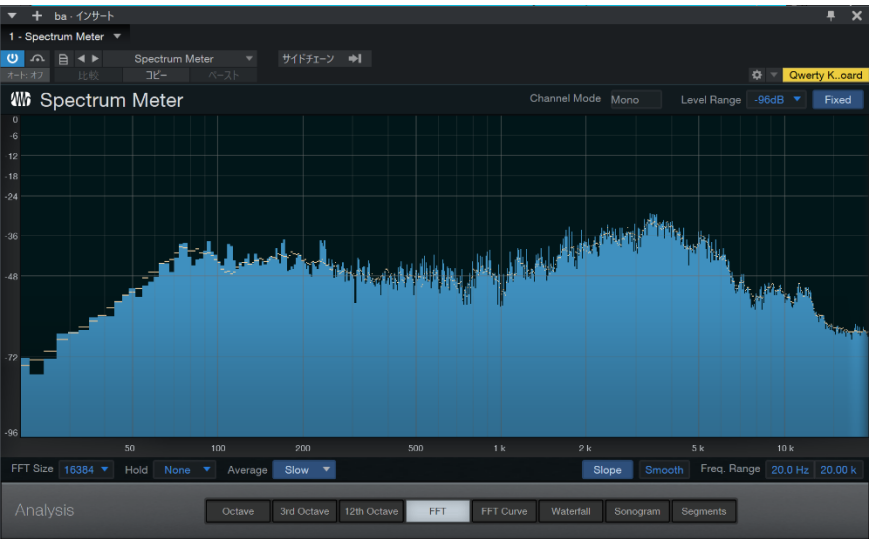


図 5 実機周波数特性

用いて再現したアンプの周波数解析結果である

以下に簡単な測定手順と測定環境を示す。

マイク	Marantz MPM1000
マイキング位置	センター
オーディオインターフェース	Arturia Minifuse2

- ・ アンプ INPUT にピンクノイズを入力する。
- ・ DAW 上でアナライザを起動
- ・ 十分な時間をおき、Average が安定したタイミングでスクリーンショット

同じ機材を用いて同様の手順でプリアンプペダル+JC120 の周波数解析を行った。
ただし、プリアンプペダルの INPUT にピンクノイズを入力し、OUTPUT を JC120channel12
LOW に入力し、左側スピーカーで測定を行った。

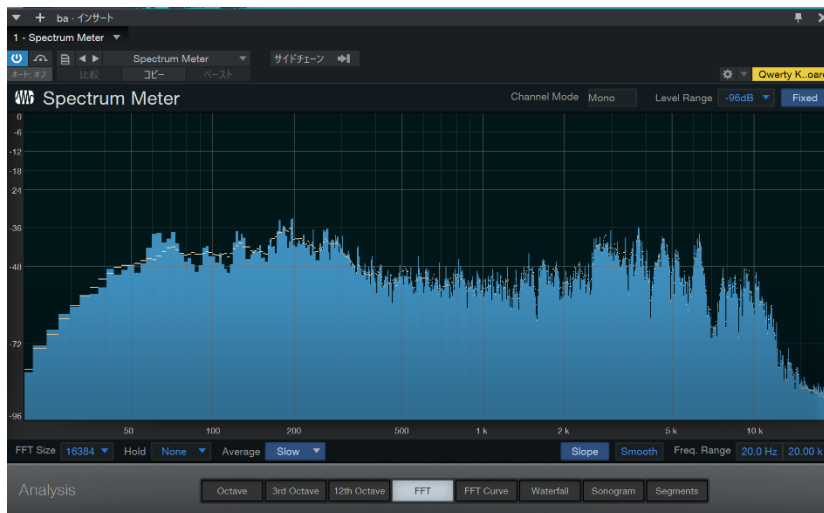


図6 プリアンプ+JC120 周波数特性

ここでこの周波数特性の差を埋めるために、プリアンプ後段にイコライザ回路を設けることを検討する。

プリアンプ OUTPUT をインターフェースに入力、DAW の EQ で出力を JC120 に入力して再度測定を行う。回路で実装するフィルタ数が有限であることを考慮し、5band+ハイ/ローカットで調整したところ、以下の設定で近い周波数特性が得られた。



図7 イコライジングカーブ



図8 プリアンプ+JC120 補正後周波数特性

このQ値、ゲイン、周波数はそのままオペアンプを用いたイコライザ回路（半導体インダクタ）の計算に転用できる。ただし、ハイ/ローパスフィルタは $12[\text{dB}/\text{Oct}]=24[\text{dB}/\text{Dec}]$ となることに注意する。

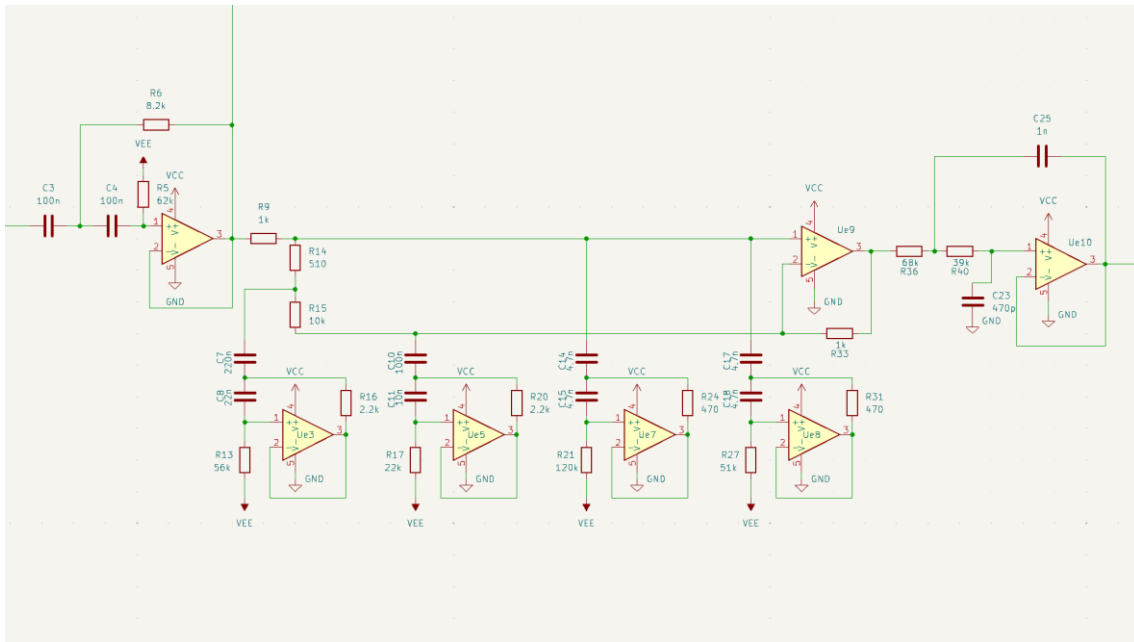


図 9 周波数特性補正回路図

図 7 の 75[Hz]のピーキングはサレンキー型二次フィルタのQ値を $Q>1$ とすることで再現し、並列疑似インダクタ数を 4 とした。

上記回路の SPICE シミュレーション結果である。図 7 の曲線が概ね再現されていることが確認できる。

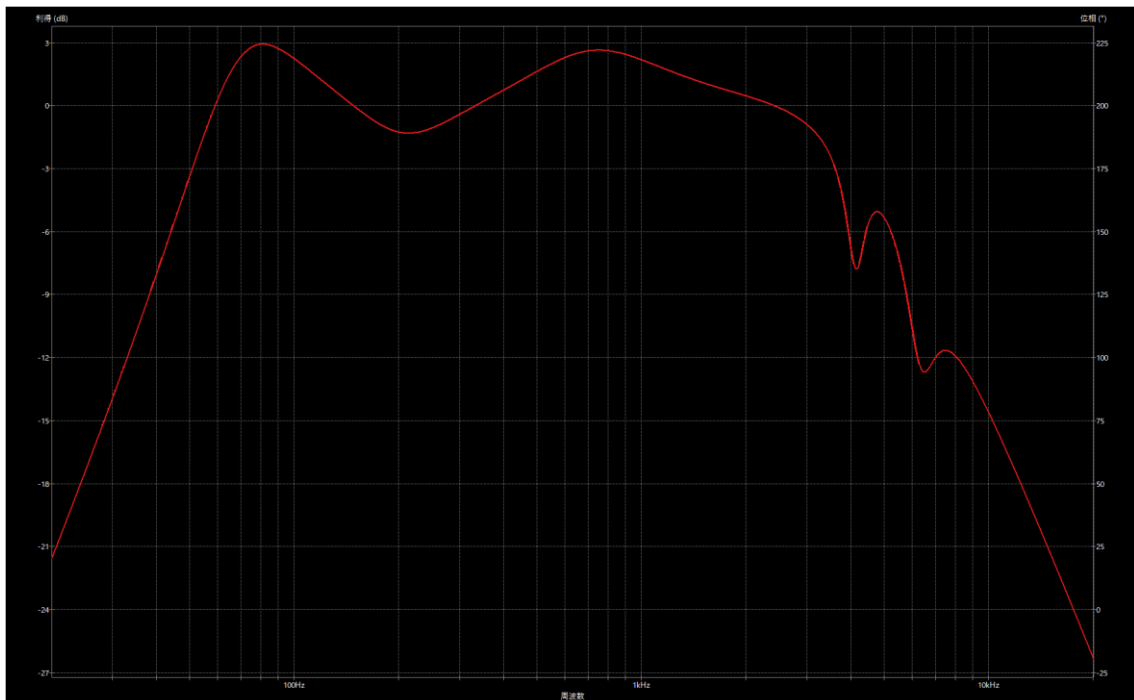


図 1 0 周波数特性補正回路シミュレーション結果