

## オペアンプ試験技術 Null 法のシミュレーション評価

青木里穂\* 片山翔吾 佐々木優斗 町田恒介 中谷隆之 王建龍 桑名杏奈 畠山一実

小林春夫 (群馬大学) 佐藤賢央 石田嵩 岡本智之 市川保 (ローム(株))

### Simulation Evaluation of Null Method for Operational Amplifier Testing

Riho Aoki, Shogo Katayana, Yuto Sasaki, Kosuke Machida, Takayuki Nakatani, Jianlong Wang,

Anna Kuwana, Kazumi Hatayama, Haruo Kobayashi (Gunma University),

Keno Sato, Takashi Ishida, Toshiyuki Okamoto, Tamotsu Ichikawa (Rohm Semiconductor)

キーワード: オペアンプ, NULL 回路, 半導体試験, 回路シミュレーション  
(Operational Amplifier, NULL Method, Semiconductor Test, Circuit Simulation)

### 1. はじめに

オペアンプはアナログコンピュータを構成する上で、極めて重要な回路として研究・開発されてきた。アナログコンピュータが衰退した現在でも、様々なアナログ回路の高性能化において不可欠な回路となっている。マイケル・ファラデーが電磁流量計の原理でロンドンのテムズ川の流速を測定しようとしたが、その検出した微弱電気信号を増幅する電子回路がなかったため 実用化できなかったという話は、オペアンプ等のアナログ電子回路の重要性を示している。近年は IoT 技術が普及しセンサが多用されそのインターフェースのアナログ回路としてオペアンプはますます重要になってきている [1-5]。本論文ではオペアンプ特性の測定に焦点をあて、オペアンプ特性の測定時間を大幅に短縮化する方式についてシミュレーションを中心に調査検討したので報告する。

オペアンプとは差動入力とシングルエンド出力、そして極めて高い利得を有するアンプである。高精度のアナログ回路で使用されることが多いため、正確な性能の測定が要求される。しかし、オープンループ利得が高く、周辺回路/環境の影響(雑音、ゼーベック効果による熱起電力、GND リターン電流など)を受けてアンプ入力における微小電圧誤差が発生する、など正確な性能測定を阻害する問題がある。

そこでここではサーボループを用いてアンプ入力電圧を強制的にゼロ電位とさせることによって、被試験アンプ自体がその誤差を測定する NULL 法回路[1] の動作をシミュレーション確認し、その中での補償容量の値の適切な選択について検討した。

なお、この Null 法回路について実験を中心にした報告を[6]で、また特に微小オフセット電圧の試験を短時間(多チャンネル化)・高精度で実現する DC-AC 変換を用いた方式を[7]で報告している。

### 2. 基本的なオペアンプの測定回路

図 1 に Null 法を用いたオペアンプ測定回路を示す。補助オペアンプを積分器として使用し、極めて高い DC オープンループ利得を持つ安定したループを形成している。図中の S1~S6 のスイッチを表 1 のように切り替えることで、オフセットやバイアス電流などの様々なパラメータを正確に測定できる。ここで測定したいオペアンプ(DUT)のオフセット電圧は、DUT の入力に印加される補正電圧と等しいが、微小であるため直接測定するのは困難である。しかし、テスト・ポイントの電圧(TP1)が、DUT の入力に印加される補正電圧の 1,000 倍で出力されるため、値が数十 mV 以上となるので測定が容易になる。

### 3. 製作した NULL 回路

製作した NULL 回路を図 2 に、その回路写真を図 3 に示す。被測定対象オペアンプ(DUT)は高精度 CMOS オペアンプ AD8571 を使用し、積分器として使用した補助オペアンプ(Auxiliary OP Amp)は汎用 FET 入力オペアンプ LF356 を用いた。以下、この回路を用いて表 1 のパラメータを測定し、負荷抵抗やキャパシタを変化させた時のシミュレーション検証を示す。なお測定実験結果は[6]で報告する。

### 4. シミュレーション検証

#### <4-1> 周波数特性

図 4 の回路に  $1\text{mV}_{\text{pp}}$  の正弦波を入力し、 $C_1$  と  $C_2$  の値を変化させた時の、NULL 法回路の周波数特性シミュレーション結果を図 5 に示す。この回路は利得 1,000 倍(60dB)の増幅回路である。この利得 60dB が高周波領域まで下がらずに伸びているほど応答が高速になる。図 5 から  $C_1=0.1\mu\text{F}$ 、 $C_2=0.1\mu\text{F}$  ではカットオフ周波数  $f_c \approx 30\text{Hz}$  だが、 $C_1=1\text{nF}$ 、 $C_2=0.1\mu\text{F}$  では  $f_c \approx 1\text{kHz}$  となり応答が約 30 倍高速になる。

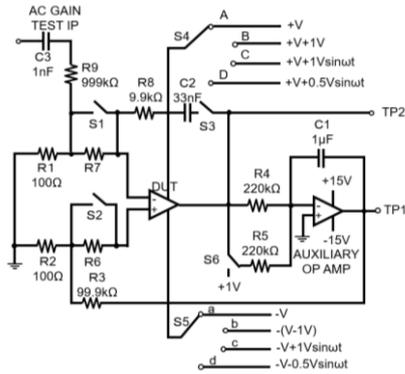


図 1. Null 法によるオペアンプ測定回路

Fig.1 Operational amplifier measurement circuit using the NULL method

表 1. スイッチ切り替えとオペアンプ測定項目

Table 1. Switch states and operational amplifier measurement items

パラメータ	S1	S2	S3	S4	S5	S6
オフセット	on	on	off	A	a	off
オフセットとバイアス電流	on/off	on/off	off	A	a	off
DC 利得	on	on	off	A	a	off/on
AC 利得	on	on	off	A	a	off
DC の CMRR	on	on	off	A/B	a/b	off
DC の PSRR	on	on	off	A/B	a/b	off
AC の CMRR	on	on	on	C	c	off
AC の PSRR	on	on	on	D	d	off

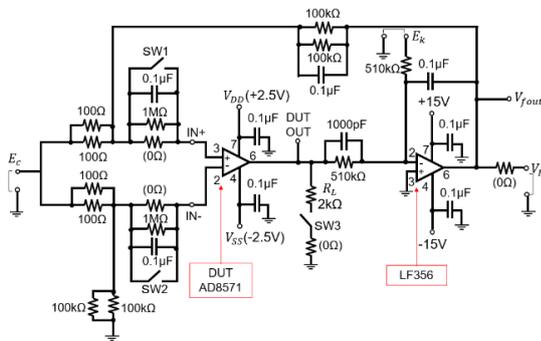


図 2. 作成した Null 法によるオペアンプ実験回路

Fig.2 Experimental circuit using the NULL method.

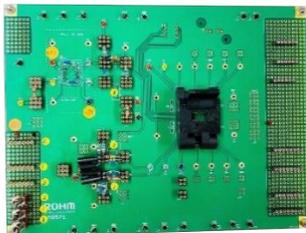


図 3. 作成した図 2 の回路の写真

Fig.3 Photo of the circuit in Fig. 2.

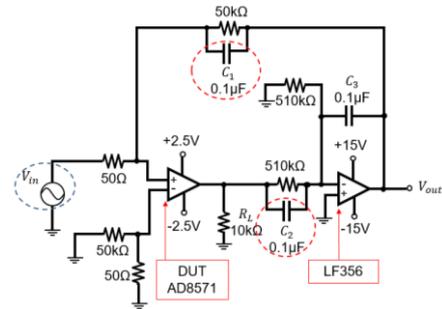


図 4. 周波数特性測定回路

Fig.4 Frequency characteristic measurement circuit

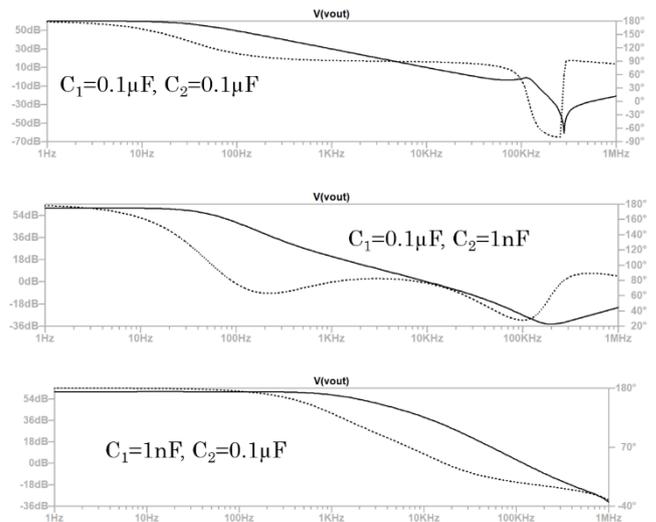


図 5. 周波数特性

Fig.5 Frequency characteristic

#### <4-2> オペアンプのオフセット電圧測定

理想的にはオペアンプの出力電圧がゼロの時は、入力の上端子側と下端子側が等しいが、実際はわずかにずれる。この微小な入力オフセット電圧を測定する回路を図 6 に示す。1 $\mu$ V<sub>p-p</sub> の 1Hz の方形波をオペアンプ AD8571 の + 端子側に入力し、等価的に DC オフセット電圧を印加している。このシミュレーション結果を図 7 に示す。1mV<sub>p-p</sub> が出力されたことから + 端子間の微小誤差が 1,000 倍されて出力されている。これにより、直接測定が難しい微小電圧が 1,000 倍されて出力されるので、測定が容易になると確認できる。

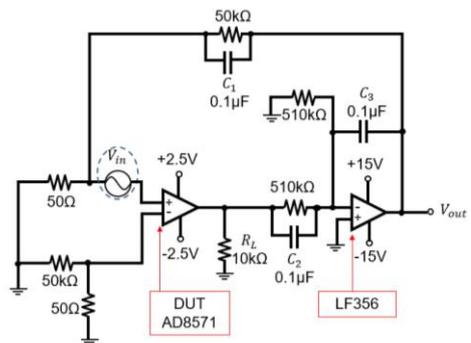


図 6. オフセット電圧測定回路

Fig.6 Offset voltage measurement circuit

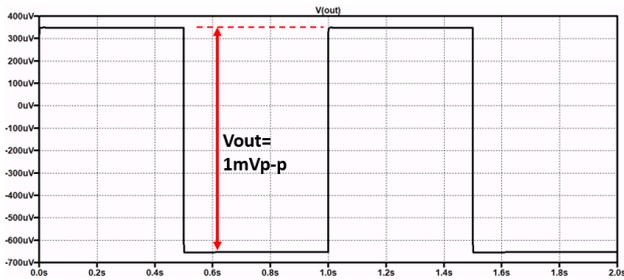


図 7. オフセット電圧測定結果

Fig.7 Offset voltage measurement result

### <4-3> オープンループ(AOL)

図 8 に示すように、積分器として使用したオペアンプの一端子側に 1V<sub>p-p</sub> の 1Hz の方形波を入力し、負荷抵抗 R<sub>L</sub> を 2kΩ, 10kΩ, 100kΩ と変化させた時のオープンループ利得特性のシミュレーション結果を表 2 に示す。

オープンループ利得は次式で定義する。

$$A_{OL} = 20 \log \left( 1000 \times \frac{1V}{V_{outp-p}} \right) \text{dB}$$

表 2 から、オープンループ利得は負荷抵抗 R<sub>L</sub> の値が大きく関係し、負荷抵抗が大きいかほどオープンループが高くなることが分かる。

図 9 に R<sub>L</sub>=10kΩ とし、C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub> を可変した時の過渡応答シミュレーション結果を示す。C<sub>1</sub>=1nF とした時は C<sub>2</sub> が 1nF では不安定となり 0.01μF だと安定となりセトリング時間は約 30ms となる。C<sub>2</sub>=0.1μF とすると 200ms 近くのセトリング時間が必要となる。

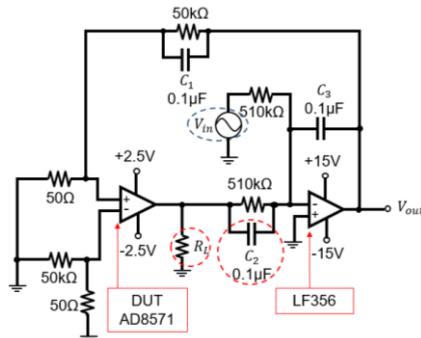


図 8. オープンループ利得測定回路

Fig.8 Open loop gain measurement circuit

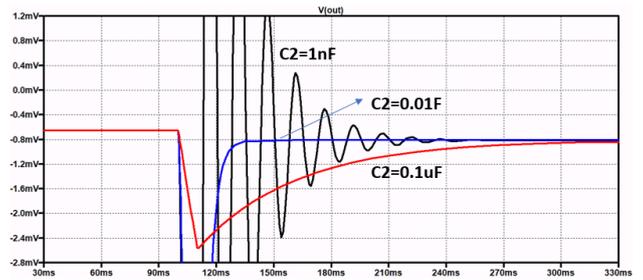
表 2. オープンループゲイン特性シミュレーション結果

Table 2. Open loop gain simulation result

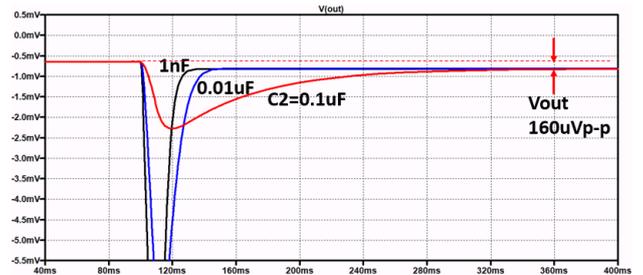
R <sub>L</sub>	A <sub>OL</sub>
2k	122dB
10k	136dB
100k	154dB

### <4-4> 同相信号除去特性(CMRR)

同相信号除去特性(CMRR)は、本来はオペアンプの入力の同相電圧を変化させることで求められるが、NULL 法では図 10 の DUT の電源電圧を変化させることで等価的に測定する。同相入力 1V 変化に対する出力変化を測定する



(a) C<sub>1</sub>=1nF, C<sub>2</sub>=可変



(b) C<sub>1</sub>=0.1μF, C<sub>2</sub>=可変

図 9. C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub> を変化させた時のオープンループ利得

Fig.9 Open loop gain simulation result

when C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub> is varied.

ために、V<sub>P</sub> を +2.5V → +3.0V に、V<sub>N</sub> を -2.5V → -2.0V にシフトしている。ここでも <4-3> のオープンループと同様に負荷抵抗 R<sub>L</sub> を変動させ、この時の CMRR のシミュレーション結果を表 3 に示す。なお、V<sub>P</sub>-V<sub>N</sub> 間の電源電圧は 5V 一定である。シミュレーション結果において CMRR はオープンループ特性と違い、負荷抵抗 R<sub>L</sub> の影響が表れていない。これは NULL 回路では負帰還が働くと積分器入力 E<sub>k</sub>=0V とすると DUT 出力は 0V に固定されるため、R<sub>L</sub> 値による出力電流の変化がないためと推測される。

図 11 に R<sub>L</sub>=10kΩ, C<sub>1</sub>=1nF の場合に C<sub>2</sub> を 0.1μF, 0.01μF, 1nF と変化させた時の出力電圧のシミュレーションを示す。これより、CMRR は C<sub>2</sub> が大きいほど高速応答を示している。

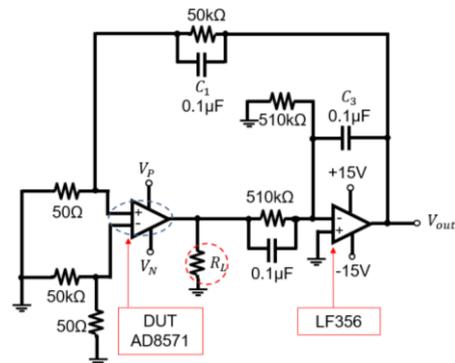


図 10. CMRR 測定回路

Fig.10 CMRR measurement circuit

表 3. CMRR シミュレーション結果

Table 3. CMRR simulation result

$R_L$	CMRR
2k	126dB
10k	126dB
100k	126dB

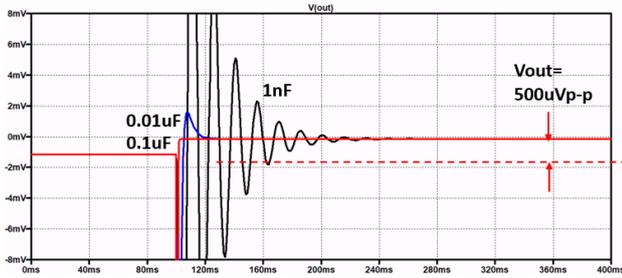


図 11.  $C_2$ を変化させた時の CMRR シミュレーション結果  
Fig.11 CMRR simulation result when  $C_2$  is varied.

#### <4-5> 電源除去特性(PSRR)

電源除去特性(PSRR)は、CMRR と同様の構成で求めることができる。 $V_P$ と $V_N$ の与え方が異なり、 $V_P$ - $V_N$ 間の電源電圧が1V変化した時の $V_{out}$ 出力電圧変動を観測することで求まる。ここでは、 $V_P$ を+2.0V→+2.5Vに、 $V_N$ を-2.0V→-2.5Vにシフトし、電源電圧を4Vから5Vへ変化させている。<4-3>、<4-4>と同様に、負荷抵抗 $R_L$ を変化させた時のPSRRを表4に示す。シミュレーション結果から、PSRRはCMRRと同様に、負荷抵抗 $R_L$ の影響が表れていない。これはCMRRと同様にNULL回路での負帰還影響が推測される。図12に $R_L=10k\Omega$ 、 $C_1=1nF$ として、 $C_2$ を0.1 $\mu F$ 、0.01 $\mu F$ 、1nFと変化させた時の出力電圧を示す。これより、PSRRはCMRRと同様な応答が見られる。

表 4. PSRR シミュレーション結果

Table 4. PSRR simulation result

$R_L$	PSRR
2k	120dB
10k	120dB
100k	120dB

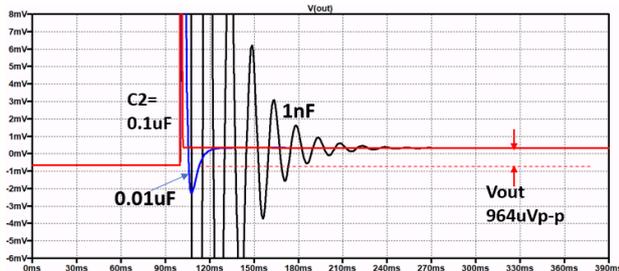


図 12.  $C_2$ を変化させた時の PSRR シミュレーション結果  
Fig.12 PSRR simulation result when  $C_2$  is varied

## 5. まとめ

この論文では、オペアンプの様々なパラメータが正確かつ簡単に測定できるNULL回路を調査し、それによるオペアンプのパラメータの測定方法を記述しシミュレーションで検証した。さらにNULL回路を最適動作(安定性を確保しつつ試験時間を短縮する)させるためには位相補償定数( $C_1$ ,  $C_2$ )の最適化が重要であることを示した。一般的なオペアンプ回路の使用では、信号入力部と出力部が固定されており負帰還は入力と出力の最適化(安定性と高速性の両立)が図られる位相補償定数の設定が行われる。しかし「NULL回路」では、測定項目により信号印加の箇所が異なる。このため信号入力部が変化すると、ある固定の位相補償定数のままだと各入力と出力の応答特性が異なることが確認できた。シミュレーションでは、固定の位相補償定数でどの測定項目(入力部が変化)でも安定化するには、系全体をかなり低い周波数で安定となるように負帰還をかける必要があり、1回測定条件をかえる毎に100ms以上の待ち時間が必要だが、測定項目により位相補償定数を切り替えると待ち時間が1/10程度短縮する可能性が見られた。

## 参考文献

- [1] J. M. Bryant, "Simple Op Amp Measurements," Analog Dialogue, vol. 45, pp 21-23, 2011.
- [2] Analog Devices, Op Amp Applications Handbook, 2004.
- [3] K. Blake, "Op Amp Precision Design: PCB Layout Techniques," Microchip Technology Inc., Tech. Rep. AN1258, 2009.
- [4] R. Dopkin, Analog Circuit Design, Linear Technology, 2013.
- [5] G. Robert, F. Taenzler, M. Burns, An Introduction to Mixed-Signal IC Test & Measurement, 2nd Edition, Oxford University Press (2012).
- [6] 片山翔吾, 青木里穂, 佐々木優斗, 町田恒介, 中谷隆之, 王建龍, 桑名杏奈, 畠山一実, 小林春夫, 佐藤賢央, 石田嵩, 岡本智之, 市川保「オペアンプ試験技術 Null 法の実験評価」第9回群馬・栃木支所合同研究発表会, 小山高専 (2019年3月)
- [7] 町田恒介, 佐々木優斗, 中谷隆之, 佐藤賢央, 石田嵩, 岡本智之, 市川保, 王建龍, 桑名杏奈, 畠山一実, 小林春夫「DC-AC 変換による低レベル DC 電圧測定技術」電気学会 電子回路研究会, 東京 (2018年12月)