



## 抵抗-デューティ変換回路

メタデータ	言語: jpn 出版者: 宮崎大学工学部 公開日: 2020-06-21 キーワード (Ja): キーワード (En): 作成者: 田中, 雅人, 松本, 寛樹, Tanaka, Masato メールアドレス: 所属:
URL	<a href="http://hdl.handle.net/10458/5570">http://hdl.handle.net/10458/5570</a>

# 抵抗-デューティ変換器

田中 雅人<sup>a)</sup>・松本 寛樹<sup>b)</sup>

## Resistance-to-Duty Converter

Masato TANAKA, Hiroki MATSUMOTO

### Abstract

This paper shows a resistance to duty converter formed of a comparator, an operational amplifier, a resistor, and capacitor. A relation between resistance and a duty has been checked.

**Keywords:** converter, op-amp, comparator, resistance, duty

### 1. 序論

本論文は抵抗/デューティ変換回路についてである。

この回路は抵抗差によって入力される電圧をデューティ比に変換することでアナログ値をデジタル値に変えるAD変換回路である。デジタルに変換することで情報を0と1の2値のみで表現できるため、アナログに比べデータ化や演算処理がしやすくなる。

デューティ比とはパルス幅 (ON の時間) をパルス周期 (ON と OFF を合計した時間) で割った比率のことである。一例として PWM 制御に用いられる。PWM 制御とは一定の時間内でどの程度 High を出力するかをコントロールする制御方である。モーターの速度調整、LED の明るさの調整などに応用されている。

また抵抗/デューティ変換回路と似た回路として電圧/デューティ変換回路がある。電圧/デューティ変換回路は電源を直接入力電圧として扱う。これに比べて抵抗/デューティ変換回路は前で述べたように抵抗差によって入力電圧が決まるので、抵抗を操作すれば入力電圧を変えることができる。

今回は、回路シミュレータ (SIMetrix) 上で提案回路を作成し、オペアンプの出力電圧、コンパレータの入力電圧、出力電圧の波形を出した。そしてその回路がどのように動作するか、また抵抗とデューティの関係、オペアンプの利得を変化させたときの精度の変化、理論値との誤差がどの程度あるかを調べた。

a) 大学院電気電子工学専攻

b) 工学部准教授

### 2. 基礎原理

#### 2.1 オペアンプの基礎原理

オペアンプとは、2つの入力電圧の差を内部の利得による指定倍率まで増幅し出力する素子であり、図1に示す。

今回は図2のように接続すると、下の+端子は接地、上の-端子にサイン波 (交流 1[V] 周期 1[kHz]) を入力しオペアンプはオペアンプとは、2つの入力電圧の差を内部の利得による指定倍率まで増幅し出力する素子であり、図1に示す<sup>2)</sup>。



図1 op-amp のアナログビヘイビアモデル

今回は図2のように接続すると、下の+端子は接地、上の-端子にサイン波 (交流 1[V] 周期 1[kHz]) を入力しオペアンプは $10^6$ 倍に設定する。このとき出力は反転動作となり得られる波形を図3に示す。

図3の波形は-端子入りに1[V]が入力される時、出力は $10^6$ 倍に増幅され符号が反対の-1[MV]が出力される。一般的なオペアンプは、入出力端子のほかに電源供給ピンや位相補償ピンなどさまざまな端子を備えているものもある。

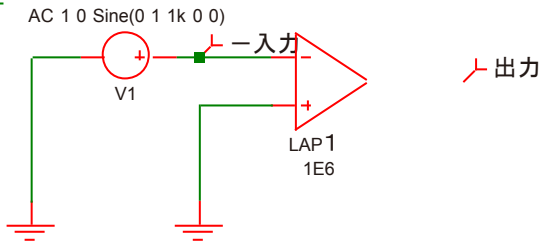


図2 入力にサイン派を接続した図

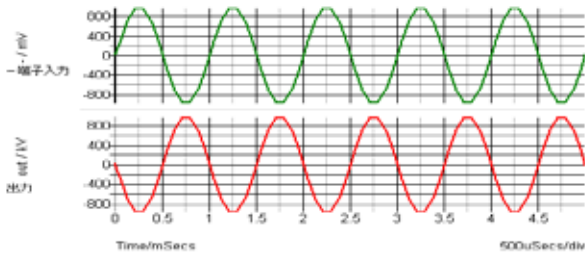


図3 図2の電圧波形

### 2.2 コンパレータの基礎原理

コンパレータとは、二つの電圧または電流を比較し、その大小を比較することで出力を切り替える素子である。

図4のように負帰還をかけていない理想的なオペアンプをコンパレータとして用いることができる。

非反転入力V+の電圧が反転入力V-よりも高ければ、出力は正になり。その逆であれば出力は負になる。

今回は図5のような理想的なコンパレータを使用し、このコンパレータの動作はしきい電圧である0[V]を基準に、大きいときは-2.5[V]を出力し、小さいときは+2.5[V]を出力する。

このコンパレータに、サイン波を入力したものを図6に示し、その電圧波形を図7に示す。図6は測定のため、出力に抵抗を接続している<sup>2)</sup>。



図4 標準的なアナログビヘイビアモデルオペアンプ

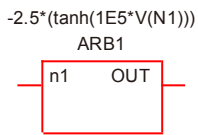


図5 アナログビヘイビアモデルコンパレータ

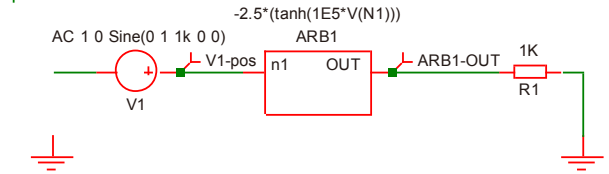


図6 サイン波を入力したコンパレータ

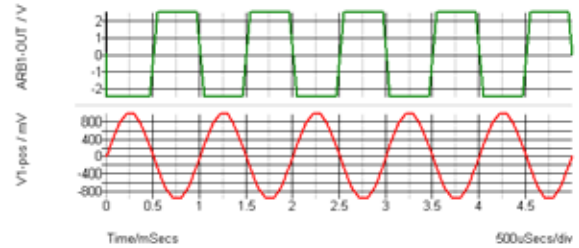


図7 コンパレータの電圧波形

図7から分かるように、今回用いるコンパレータはしきい電圧0[V]とし入力のサイン波が大きいときは-2.5[V]を出力し、小さいときは+2.5[V]を出力している。出力波形の立ち上がりとしち下がりに傾きがあるが、これは今回用いた素子のヒステリシス性によるスルーレートである。

### 3. 抵抗/デューティ変換回路

#### 3.1 回路構成

図8に抵抗/デューティ変換回路を示す。

- ・電源はV<sub>dd</sub> [V]と-V<sub>ss</sub> [V]とする。
- ・オペアンプの利得は固定とする。
- ・コンパレータはしきい電圧を0[V]とし、入力が正の電圧のとき-V<sub>dd</sub> [V]を出力し入力が負の電圧のとき+V<sub>dd</sub> [V]を出力する。
- ・R、R1、R2、R<sub>x</sub>、R<sub>r</sub>は抵抗である。
- ・Cはコンデンサであり、初期電荷は0である。

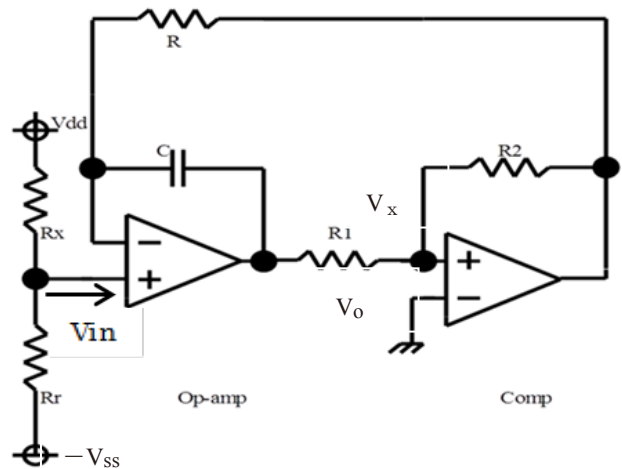


図8 抵抗/デューティ変換回路

### 3.2 動作原理

図8の提案回路の動作について説明する。

$V_{in}$  を求める。

$R_x$ ,  $R_r$  に流れる電流をそれぞれ  $I_x$ ,  $I_r$  とする。

$I_x + I_r = 0$  より

$$\frac{V_{dd} - V_{in}}{R_x} + \frac{-V_{SS} - V_{in}}{R_r} = 0 \quad (1)$$

$V_{in}$  について整理すると、

$$V_{in} = \frac{R_r V_{dd} - R_x V_{SS}}{R_r + R_x} \quad (2)$$

$T_H$ ,  $T_L$  を求める。

$R$ ,  $C$  に流れる電流をそれぞれ  $I_R$ ,  $I_C$  とすると  $I_R = I_C$

となる。

$C$  にかかる電圧  $V_C$  は  $V_{in} - V_o$  なので  $V_o$  は  $-V_C + V_{in}$  となる。

$$V_C = \frac{1}{C} \int I_C dt \quad (3)$$

を代入すると

$$V_o = -\frac{1}{RC} (V_{dd} - V_{in})t + V_{in} + A \quad (4)$$

$A$  : 積分定数

$V_o$  の傾きは

コンパレータの出力電圧が  $V_{dd}$  のとき

$$-\frac{1}{RC} (V_{dd} - V_{in}) \quad (5)$$

コンパレータの出力電圧が  $-V_{SS}$  のとき

$$\frac{1}{RC} (V_{SS} + V_{in}) \quad (6)$$

また  $R_1, R_2$  に流れる電流をそれぞれ  $I_{R1}, I_{R2}$  とする。

$I_{R1} = I_{R2}$  より

コンパレータの出力電圧が  $V_{dd}$  のとき

$$\frac{V_o - V_X}{R_1} = \frac{V_X - V_{dd}}{R_2} \quad (7)$$

$V_X = 0$  を代入して  $V_o$  について整理すると

$$V_o = -\frac{R_1}{R_2} V_{dd} \quad (8)$$

同様に、コンパレータの出力電圧が  $-V_{SS}$  のときは

$$V_o = \frac{R_1}{R_2} V_{SS} \quad (9)$$

オペアンプの出力電圧、コンパレータの入力電圧出力電圧の波形を図9に示す。

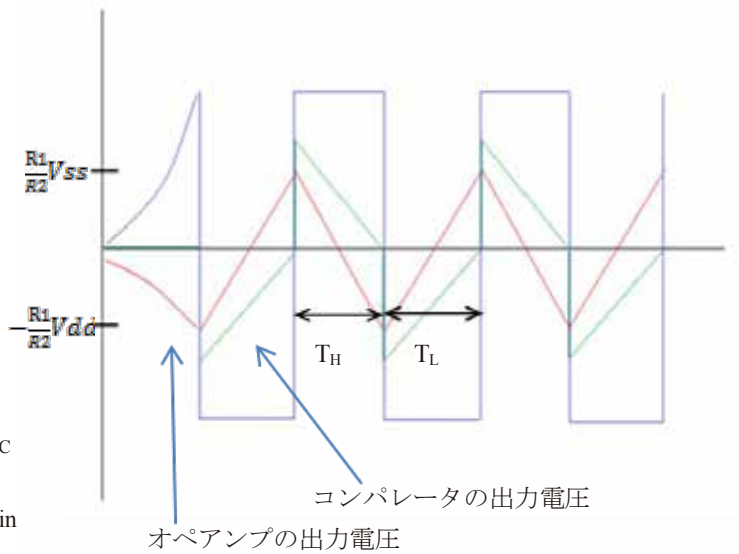


図9 オペアンプの出力電圧、コンパレータの入力電圧、出力電圧の波形

図9より

$$T_H = \frac{R_1 R C (V_{SS} - V_{dd})}{R_2 (V_{dd} - V_{in})} \quad (10)$$

$$T_L = \frac{R_1 R C (V_{SS} + V_{dd})}{R_2 (V_{SS} + V_{in})} \quad (11)$$

これより

$$\frac{T_L}{T_H} = \frac{V_{dd} - V_{in}}{V_{SS} + V_{in}} \quad (12)$$

となる。

$$V_{in} = \frac{R_r V_{dd} - R_x V_{SS}}{R_r + R_x} \quad (13)$$

を代入し、

$$\frac{T_L}{T_H} = \frac{R_x}{R_r} \quad (14)$$

また、

$$D = \frac{T_H}{T_H + T_L} \quad (15)$$

より

$$D = \frac{R_r}{R_r + R_x} \quad (16)$$

となる。

### 3.3 シミュレーション結果

回路シミュレーションソフト SIMetrix を使って回路解析を行った。シミュレーションのパラメータは下記に示す。

- ・抵抗 :  $R=1$  [MΩ]  $R1=1$ [KΩ],  $R2=2$ [KΩ]  
 $Rr=1$ [KΩ],  $Rx=2$ [KΩ]
- ・コンデンサ :  $C_h=500$ [pF]
- ・オペアンプの利得 :  $A=10^6$
- ・コンパレータの出力電圧 :  $V_{dd}=2.5$ [V]
- ・入力電圧 :  $V_{dd}=2.5$ [V],  $-V_{ss}=2.5$ [V]

シミュレーションの波形を図 10 に示す

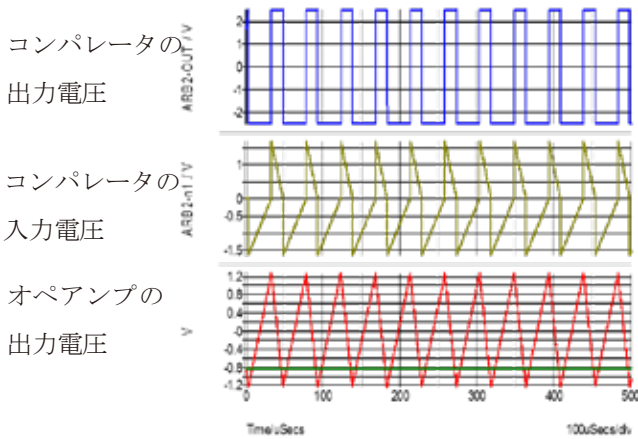


図 10 アナログビヘイビアモデル—シミュレーション波形

まず、 $R_x/R_r$  の値を 0 から 2.0 まで変化させ、そのときの  $T_L/T_H$  の値を測定する。シミュレーション結果の表を表 1 に示し、グラフを図 11 に示す。

表 1 アナログビヘイビアモデルシミュレーション結果

$R_x/R_r$	$T_L/T_H$	$R_x/R_r$	$T_L/T_H$
0.1	0.099	1.1	1.101
0.2	0.198	1.2	1.204
0.3	0.299	1.3	1.299
0.4	0.398	1.4	1.413
0.5	0.501	1.5	1.489
0.6	0.592	1.6	1.597
0.7	0.704	1.7	1.698
0.8	0.799	1.8	1.797
0.9	0.903	1.9	1.905
1.0	0.995	2.0	2.006

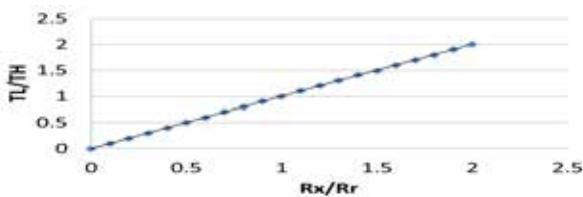


図 11 アナログビヘイビアモデル—シミュレーション結果のグラフ

また、 $R_x/R_r$  に対する  $T_L/T_H$  の誤差率の表を表 2 に示し、グラフを図 12 に示す。

表 2 アナログビヘイビアモデル— $R_x/R_r$  に対する  $T_L/T_H$  の誤差率

$R_x/R_r$	誤差率[%]	$R_x/R_r$	誤差率[%]
0.1	0.183	1.1	0.113
0.2	0.118	1.2	0.401
0.3	0.027	1.3	0.025
0.4	0.262	1.4	0.549
0.5	0.022	1.5	0.501
0.6	0.498	1.6	0.164
0.7	0.687	1.7	0.106
0.8	0.078	1.8	0.115
0.9	0.130	1.9	0.314
1.0	0.081	2.0	0.312

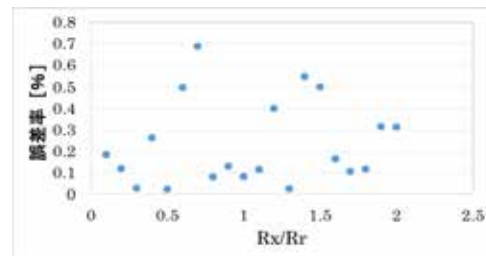


図 12 アナログビヘイビアモデル— $R_x/R_r$  に対する  $T_L/T_H$  の誤差率のグラフ

次に、オペアンプの利得を  $10^6$  から下げていき、 $T_L/T_H$  の測定値と理論値との誤差率が 1% を超える値を求める。このとき  $R_x/R_r=1.1$  とする。よって  $T_L/T_H$  の理論値は 1.1 となる。

シミュレーション結果の表を表 3 に示し、そのグラフを図 13 に示す。

表 3 アナログビヘイビアモデルシミュレーション結果

オペアンプの利得	測定値	誤差率 [%]
$10^6$	1.09876	0.113
$10^5$	1.09855	0.132
$10^4$	1.09863	0.124
$10^3$	1.09822	0.162
$10^2$	1.09160	0.764
60	1.09812	0.989
50	1.08780	1.109

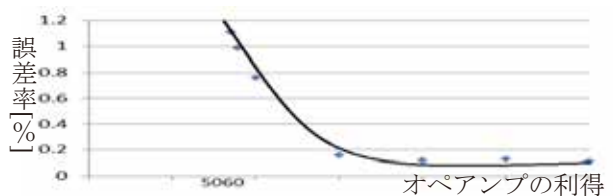


図 13 アナログビヘイビアモデル—シミュレーション結果のグラフ

回路シミュレーションソフト SIMetrix を使い実際のオペアンプに近いモデルである、オペアンプモデル LF356 を用いての回路解析を行った。シミュレーションのパラメータは下記に示す。また、付録に SIMetrix の回路図を記載する。

- ・抵抗：R=20[KΩ]、R1=1[KΩ]、R2=1.2[KΩ]  
Rr=1[KΩ]、Rx=2[KΩ]
- ・コンデンサ：C=500[pF]
- ・入力電圧：Vdd=2.5[V]、-Vss=2.5[V]

シミュレーションの波形を図 14 に示す。

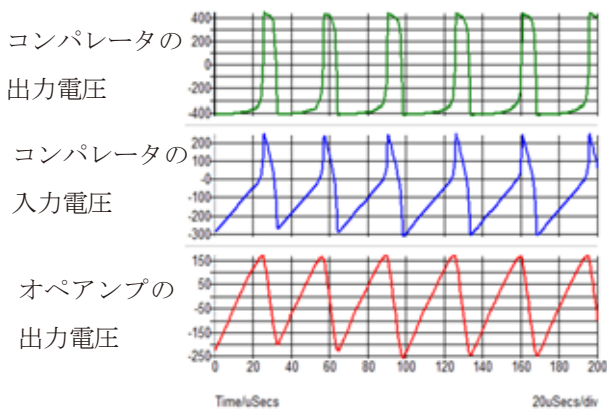


図 14 オペアンプモデル LF356 シミュレーション波形

Rx/Rr の値を 0.77 から 1.3 まで変化させ、そのときの  $T_L/T_H$  の値を測定する。シミュレーション結果の表を表 4 に示し、グラフを図 15 に示す。

表 4 LF356 モデル-シミュレーション結果

Rx/Rr	$T_L/T_H$	誤差率[%]
0.77	0.113	85.3
0.8	0.193	75.8
0.9	0.514	42.8
1	0.952	4.7
1.1	1.64	49.1
1.2	3.061	155.1
1.3	6.513	401.1

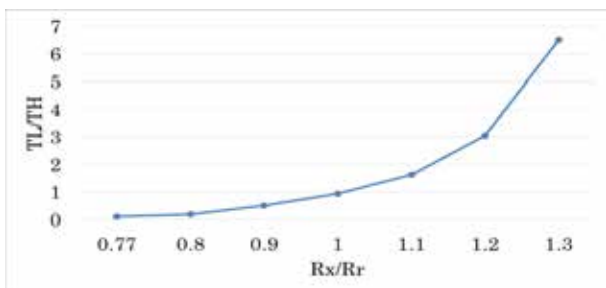


図 15 LF356 モデル-シミュレーション結果のグラフ

#### 4. 結論

今回の研究では、抵抗/デューティ変換回路を提案し、SIMetrix による回路解析を行った。研究により得た結果と改善点を述べる。動作原理で求めた  $D=Rr/(Rr+Rx)$  の式より、デューティの値は素子の値では決まらず Rr と Rx の値によって決まることが分かった。

Rx/Rr と  $T_L/T_H$  の関係を調べる為に行ったアナログビヘイビアモデルでのシミュレーションでは図 12 のグラフより Rx/Rr と  $T_L/T_H$  は比例の関係にあることが分かった。また Rx/Rr に対する  $T_L/T_H$  の誤差率は Rx/Rr が 0~2 の範囲では  $\pm 0.7\%$  以内に収まった。シミュレーションを行った範囲が狭いため図のグラフからは読み取りにくい。Rx/Rr=1 に近いほど誤差率が小さくなると推測される。この理由は  $V_{in}$  が 2.5V または -2.5V に近いほど R1 と R2 にかかる電圧が小さくなりコンパレータに影響がでて誤差が発生するからである。

そしてオペアンプの利得を下げたときの精度の変化を調べたシミュレーションでは、利得を  $10^6$  から下げていくと  $10^3$  までは誤差はあまりでなかった。しかし  $10^2$  のときに誤差が大きくなり、50 になったときに誤差率が 1% を超えた。

今回実際のオペアンプに近いモデルのオペアンプとして用いた LF356 でのシミュレーションでは Rx/Rr=1 に近いほど誤差率が小さく、Rx/Rr=1 から遠いほど誤差が大きくなっている。この理由はコンパレータのオフセット電圧を 0 に設定してあるので、Rx/Rr=1 より遠いほどコンパレータの入力電圧が上下し、オフセット電圧がコンパレータの入力電圧の中心からずれることで発生する。

今後の課題として、Vdd、-Vss、コンパレータの出力電圧の値をさらに大きくしたときの誤差の測定が挙げられる。

今後の課題として、さらに容量を小さくしたときの周期の変化の試行や、オペアンプの利得を小さくしたときの誤差の測定などが挙げられる。

#### 参考文献

- 1) Limitations of a Relaxation Oscillator in Capacitance Measurements, Watanabe,Kenzo; Liu,Yili; Song,Chen; Nakayama,Masakatu Sizuoka University. IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement. 49(5),p.980-983 Oct.2000
- 2) 高木 茂孝 著, “アナログ電子回路”, オーム社,2010.
- 3) 高橋 寛 著, “デジタル回路”, オーム社,2000.