

# 卒業研究報告書

## 題目

信号減衰を補償する大面積テキスタイル通信の研究

## 報告者

学籍番号: 1240078

氏名: 杉浦 準哉

---

## 指導教員

野田 聡人

---

令和6年2月16日

高知工科大学 システム工学群 電子・光工学専攻

## 目次

第 1 章 序論.....	1
1-1 背景.....	1
1-2 目的.....	1
1-3 論文構成.....	2
第 2 章 送受信系全体の単純化.....	3
2-1 二次元通信シートの構造.....	3
2-2 二次元通信シートの静電容量の影響.....	4
2-3 誤りなしの最大伝送速度.....	6
2-4 送受信系全体の回路の単純化.....	6
第 3 章 能動回路素子の追加方法の検証.....	13
3-1 負性抵抗を導電布上の抵抗値とシャント接続する手法.....	15
3-1-1 負性抵抗を送信機付近にシャント接続する手法.....	15
3-1-2 負性抵抗を送信機遠方にシャント接続する手法.....	17
3-2 負性抵抗を送信機に直列に接続する手法.....	19
3-3 負性容量を用いる手法.....	20
3-4 負性容量を用いた手法の実験説明.....	22
3-4-1 現実のオペアンプを用いた回路でシミュレーション.....	23
3-4-2 作成した回路での実験概要.....	27
3-4-3 シミュレーションと作成した回路での実験の比較方法.....	29
第 4 章 実験結果.....	32
4-1 $C = 47\text{nF}$ を用いた場合の結果.....	32
4-2 $C = 100\text{nF}$ を用いた場合の結果.....	36
4-3 $C = 33\text{nF}$ を用いた場合の結果.....	39
第 5 章 まとめ・考察.....	44

謝辭.....46

参考文献.....46

# 第1章 序論

## 1-1 背景

二次元通信シートは、薄くて柔軟なシート状の素材で、その表面全体が通信機能を持つという特性を持っている。これにより、シートを貼り付けた場所全体が通信可能な領域となり、従来の一点から一点への通信とは異なる、新たな通信環境を実現できる。また、二次元通信シートを部屋の一面に拡大することにより、部屋全体が通信可能な空間となる。将来的には床一面を二次元通信シートにすることで、生体情報をリアルタイムに記録することが可能になると期待できる。

二次元通信の大面积化の研究として、タイル状の二次元通信シートをつなげる手法が提案されている[1]。本研究では、別の手法として、1枚で構成される大面积の二次元通信シートでの高速通信の実現を提案する。

しかし、本研究で用いる手法では、二次元通信シートの面積が大きくなるほど通信速度を低下させる必要があるため、二次元通信シートに伝送される波形を、静電容量によらない一定の波形にする回路設計法を考えた。

## 1-2 目的

本研究の目的は、静電容量増大によりローパス特性の遮断周波数が低くなる大面积テキスタイル通信の高速化である。具体的な大面积化の目安としては、リビングなどの部屋の一面を賄えるサイズを想定している。

本研究では、送信機、受信機、二次元通信伝送路からなる送受信系全体の回路を単純化し、二次元通信シートごとの静電容量に対し、送受信系全体のコイルのインダクタンスと、抵抗の抵抗値をそれぞれ調整することで、二次元通信シートに伝送される波形を静電容量によらない一定の波形にする回路設計法を提案する。

二次元通信シートは、導電布上に3次元の抵抗体の抵抗率と抵抗値の關係に相当するような、2次元の媒質の抵抗値を有しており、その抵抗値は異なる2点間の距離の対数に比例する[2]。また、二次元通信シートの静電容量は面積と比例關係にあるため、二次元通信シートの面積を大きくすると、導電布上の抵抗値と静電容量が増加してしまう。そこで、負性抵抗や負性容量などの能動回路素子を送受信系に追加することにより、二次元通信シートの大面积化に伴う問題点の影響を軽減させ、静電容量によらない一定の伝送波形を得ることを試みる。

### 1-3 論文構成

本論文では、第2章では、二次元通信シートの構成の説明や、送信機、二次元通信伝送路、受信機からなる送受信系全体の回路を単純化し、単純化した回路でのシミュレーション結果を確認する。第3章では、能動回路素子として、負性抵抗と負性容量をどのように接続するのが最も効果的かシミュレーション結果をもとに判断する。第4章では、シミュレーション結果から、能動回路素子として最も効果的であると判断した負性容量を用いて、実際に回路を作成し、実験結果とシミュレーション結果を比較する。第5章では、本研究のまとめと考察を述べる。

## 第2章 送受信系全体の単純化

### 2-1 二次元通信シートの構造

図 2.1 に二次元通信シートの構造を示す。

ウェアラブル二次元通信シートは、メッシュ層（上面）、誘電体層、メッシュ層（下面）の三層構造で構成されており、受信機を鉸型コネクタとしてシートに刺して使用する手法が提案されている[3]。コンデンサと同じような構造になっているため、二次元通信シートの面積 $S$ に比例して静電容量 $C$ は大きくなる。また、二次元通信シートの面積が大きくなると、導電布上のシート抵抗 $R_t[\Omega/\text{sq}]$ 、静電容量 $C$ が大きくなる。

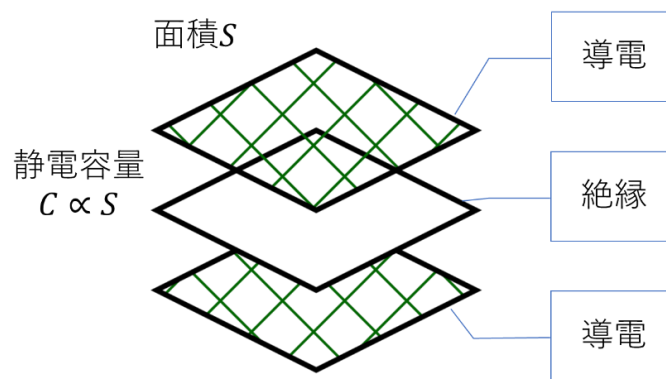


図 2.1 二次元通信シートの構造

図 2.2 を用いて、厚さ $t$ の無限平面上に電位 $V$ を持つ半径 $a$ の円筒電極からの距離 $r$ の点における全抵抗 $R$ を説明する。中心から半径 $r$ の所に幅 $dr$ の細い円環を仮想すると、円環の半径方向の抵抗は $dR = \rho \frac{dr}{2\pi r t}$  ( $2\pi r t$ : 電流が通る面積)となる。よって、電極表面から $r$ の位置に至るまでの全抵抗は、 $R = \int_a^r dR = \frac{\rho}{2\pi t} \log_e \frac{r}{a}$ である[2]。また、二次元通信シートはコンデンサ同様、静電容量 $C = \epsilon \frac{S}{d}$ である。よって、二次元通信シートの大面積化による導電布上のシート抵抗 $R_t[\Omega/\text{sq}]$ 、静電容量 $C$ の変化は図 2.3 のようになる。

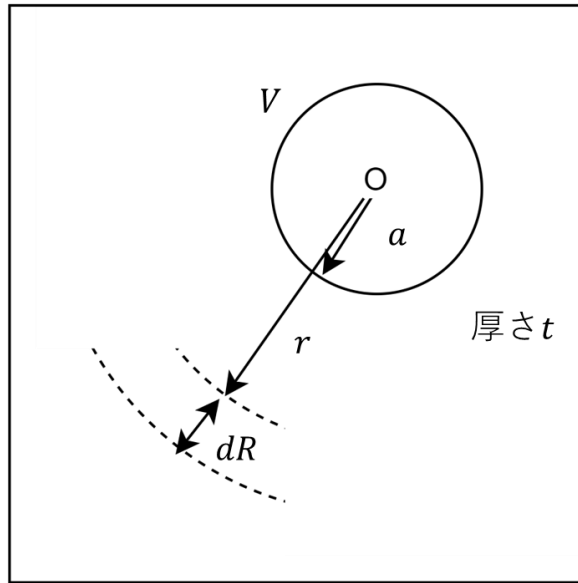


図 2.2 無限平面上に電位を持つ円筒電極

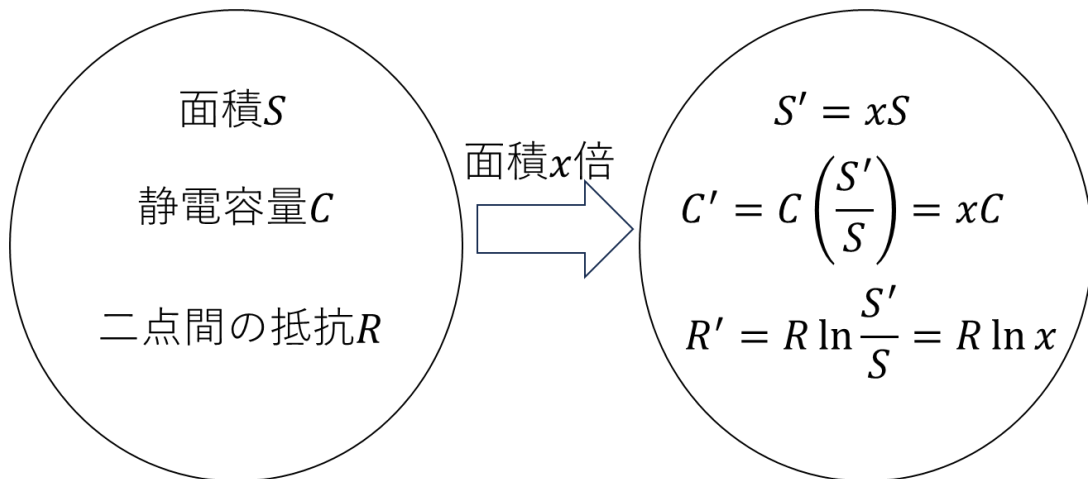


図 2.3 二次元通信シートの面積の増加による変化

## 2-2 二次元通信シートの静電容量の影響

図 2.4 は二次元通信シートの等価回路に誤り率測定器 (BERT) を接続した回路図である。

図 2.5 は、図 2.4 の回路図において、BERT から矩形波を伝送したときの静電容量  $C$  による波形の変化を示している。

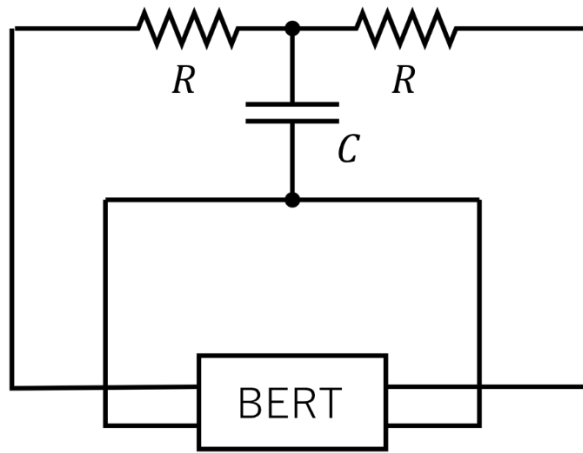


図 2.4 二次元通信シートの等価回路に誤り率測定器 (BERT) を接続した回路図

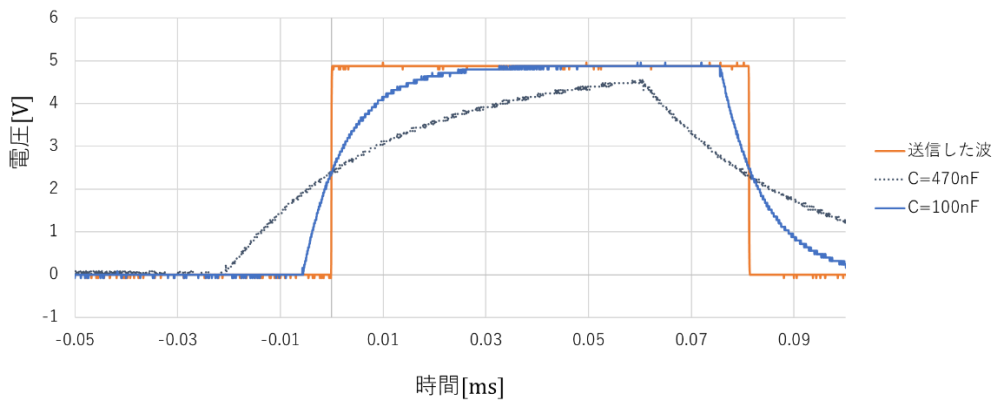


図 2.5 導電布の静電容量による伝送波形の変化

図 2.5 より、BERT から矩形波が送信されており、静電容量  $C$  が大きくなるほど波形がなまっていることがわかる。矩形波を伝送する場合、静電容量  $C$  が大きくなるほど波形がなまってしまい、ビットエラーが生じてしまう。そこで、伝送波形を図 2.6 のような二次遅れ系の伝達関数の波形 ( $te^{-t}$  の形) [5] にすることでこの問題を解決する。

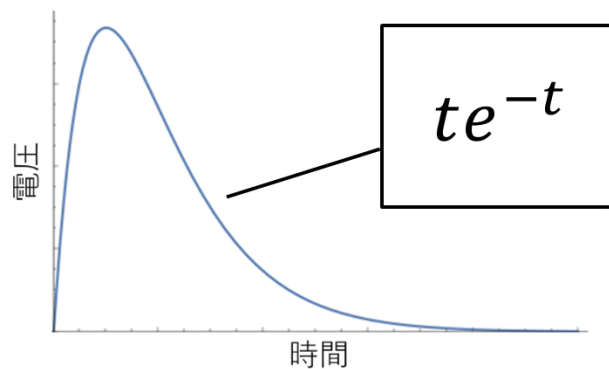


図 2.6 二次遅れ系の伝達関数の波形



### 2-3 誤りなしの最大伝送速度

図 2.4 の回路において、BERT から矩形波を送りさせた際、静電容量ごとのビットエラーが出ない最大の伝送速度を  $f_0$  とした結果を図 2.7 に示す。

図 2.7 より、誤りなしの最大伝送速度  $f_0$  と二次元通信シートの静電容量  $C$  は反比例の関係にあることがわかる。これは、図 2.5 からわかるように、矩形波がなまってしまふことが原因である。この問題も 2-2 節と同様に、伝送波形を図 2.6 のようにすれば解決できると考えられる。

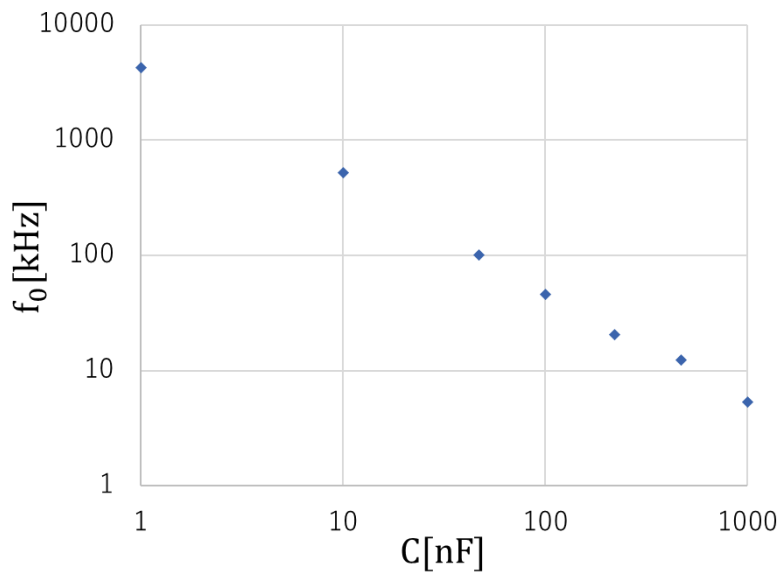


図 2.7 誤りなしの最大伝送速度  $f_0$

### 2-4 送受信系全体の回路の単純化

図 2.8 に、単一伝送路上で直流給電と UART データ伝送を行う伝送系の回路図を示し、以下に回路の動作の概略を説明する [4]。

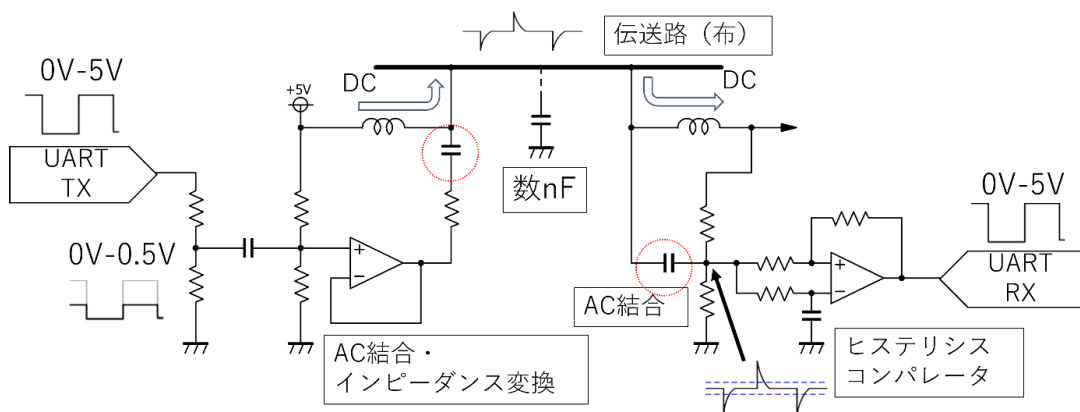


図 2.8 単一伝送路上での直流給電と UART パルス伝送系の概略図 [4]

送信側は、分圧回路とボルテージフォロワを経由してデジタル出力を微分波形として伝送路に送り、直流電源も供給する。受信側では、直流電源が回路に供給され、微分波形が結合容量を介して受信され、ヒステリシスコンパレータにより元のパルス波形に復元される。これがデジタル入力端子に入力される。

図 2.8 の回路図から、議論に必要な部分のみを抜き出した回路図が図 2.9 である。図 2.9 では、図 2.8 において、伝送路（布）となっている部分が二次元通信シートの等価回路となっている。また、送信機側では、送信パルスが矩形波で伝送され、交流分だけ取り出されている。つまり、送信機側からは直流電源と送信パルスの交流分の和が伝送路に送られている。

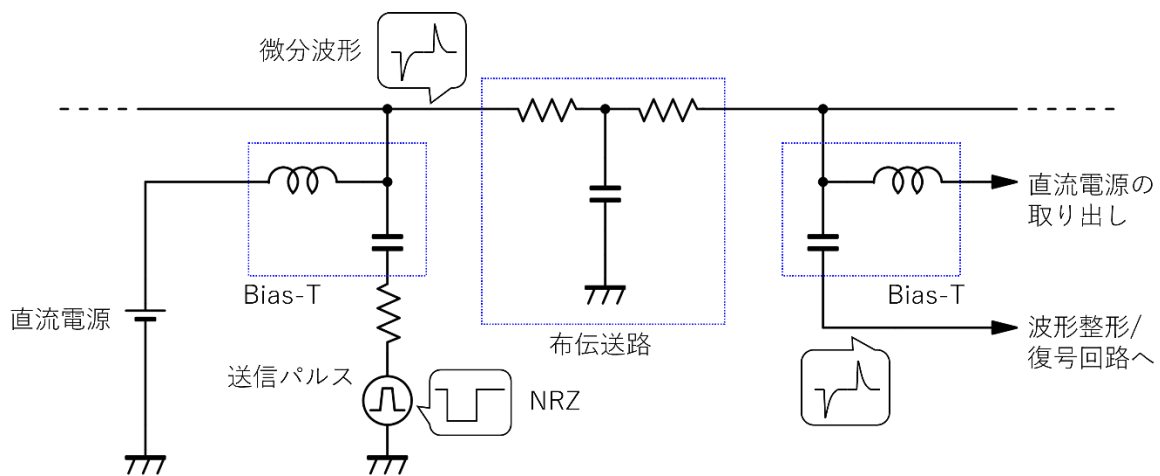


図 2.9 議論に必要な部分のみを抜き出した回路図

図 2.10 は、図 2.9 の回路図において、直流電圧源を短絡除去し、直流受電端子を接地させた回路図である。直流受電端子には、大容量の平滑化コンデンサも含まれているが、二次元通信シートの静電容量との比較により短絡で近似している。

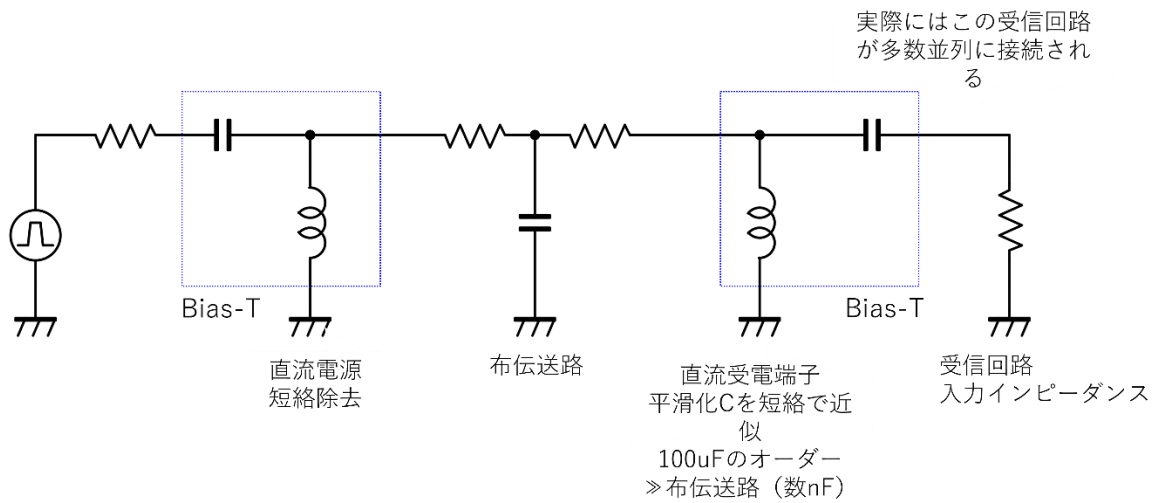


図 2.10 直流電圧源を短絡除去し、直流受電端子を接地させた回路図

図 2.11 は、図 2.10 において、導電布の抵抗値を $0\Omega$ とし、受信回路の入力抵抗を $\infty$ とした場合の回路図である。

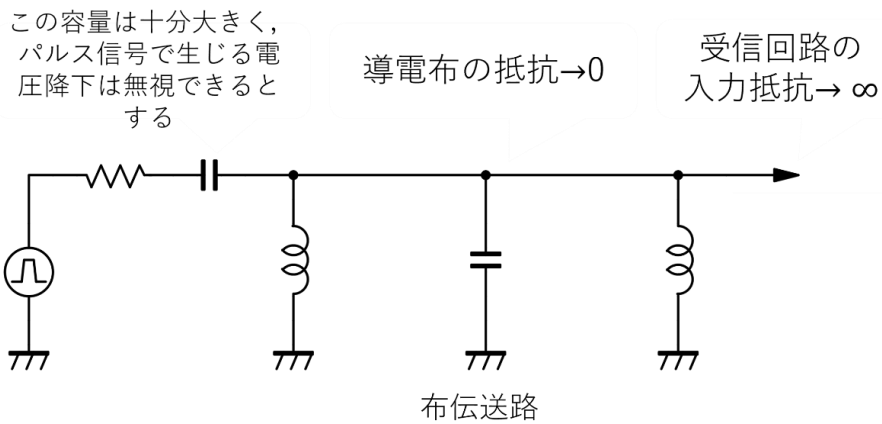


図 2.11 導電布の抵抗値を $0\Omega$ とし、受信回路の入力抵抗を $\infty$ とした場合の回路図

図 2.11 の大容量のコンデンサを無視した回路の回路図が図 2.12 である。図 2.12 の回路を今後、本論文では単純化された等価回路と呼ぶ。

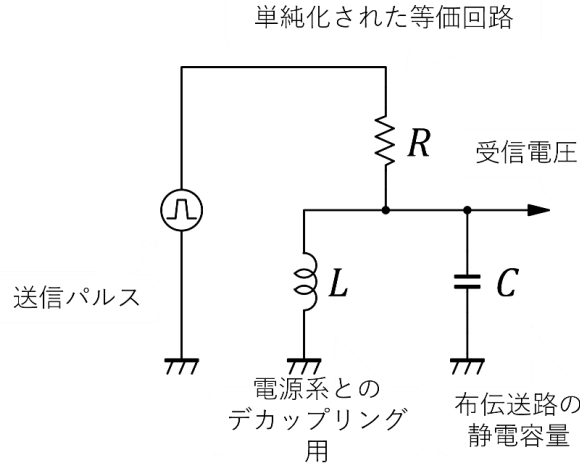


図 2.12 単純化された等価回路

図 2.12 の単純化された等価回路をノートン等価回路で電流源に置き換えた回路図が図 2.13 である。図 2.13 において、Tx での矩形パルス出力  $V_0$  から Rx の受信電圧  $V_{Rx}$  の伝達関数は、

$$H(s) = \frac{V_{Rx}}{V_0} \quad (1)$$

となる。図 2.13 において、アドミッタンス  $Y_1 = G + sC + \frac{1}{sL}$  なので、オームの法則より、受信電圧  $V_{Rx}$  は、

$$V_{Rx} = \frac{GV_0}{G + sC + \frac{1}{sL}} \quad (2)$$

となる。  $V_0 = 1/s$  (単位ステップ関数) の場合、式(1)、(2)より、

$$V_{Rx} = \frac{H(s)}{s} = \frac{G}{sG + s^2C + \frac{1}{L}} = \frac{\frac{G}{C}}{s^2 + \frac{sG}{C} + \frac{1}{LC}} \quad (3)$$

となる。

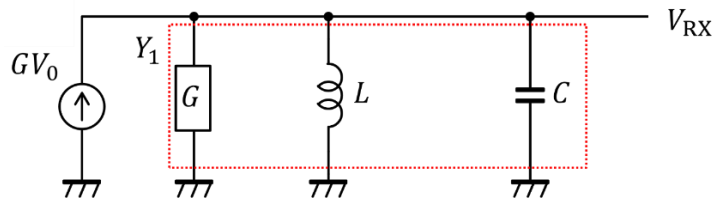


図 2.13 単純化された等価回路をノートン等価回路で電流源に置き換えた回路図

式(3)を二次遅れ系の伝達関数

$$G(s) = \frac{\omega^2}{s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2} \quad (4)$$

と比較すると、

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$\zeta = \frac{G}{2\omega C} = \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

である。 $\zeta = 1$ となるのは、

$$G^{-1}(= R) = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

のときである。 $\omega$ 、 $\zeta$ が同じなら、ステップ入力に対する応答波形が同じ形になるので、ステップ入力に対する系の応答としてある $\omega_0$ 、 $\zeta_0$ を実現したい場合、布伝送路の静電容量 $C$ が与えられたならば、

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C} \quad (5)$$

$$G^{-1} = R = \frac{1}{2\omega_0 C \zeta_0}$$

として決定できる。 $\zeta_0 = 1$ とするには、

$$G^{-1} = R = \frac{1}{2\omega_0 C} \quad (6)$$

である。式(3)を変形すると、

$$V_{RX} = GL \frac{1/LC}{s^2 + \frac{sG}{C} + \frac{1}{LC}} \quad (7)$$

となる。式(5)(6)から、 $GL = 2/\omega_0$ であることから、式(7)は $C$ に依存しない。式(7)を変形すると、

$$V_{RX} = \frac{2}{\omega_0} \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\zeta_0\omega_0 s + \omega_0^2}$$

となる。この式は、 $\zeta_0 = 1$ のとき、

$$V_{RX} = \frac{2\omega_0}{(s + \omega_0)^2} = 2 \left( \frac{1}{s + \omega_0} - \frac{s}{(s + \omega_0)^2} \right)$$

となる。これを逆ラプラス変換して、

$$v_{RX}(t) = 2\omega_0 t e^{-\omega_0 t}$$

という時間応答を得る。この式は、 $\omega_0$ が一定値となるように、与えられた $C$ に対して $G$ 、 $L$ を選択しているため、この関数は $t$ だけが変数で $C$ 、 $G$ 、 $L$ に依存する箇所がない。したがって、二次元通信シートの静電容量 $C$ に対して、適切な $G$ 、 $L$ を選択すれば、常に同じ形の波形を伝送できることになるので、二次元通信シートの大面積化に伴う波形のなまりを克服することができる。

図 2.14 は、図 2.12 の回路でのシミュレーション結果である。送信された矩形波と Rx の受信電圧 $V_{Rx}$ を読み取っている。今回、各素子の条件は、 $0.1\text{nF} \sim 1000\text{nF}$ までの静電容量 $C$ を用いて、それぞれ式(5)、(6)から $L$ 、 $R$ を導出してシミュレーションしている。図 2.14 からわかるように、送信された矩形波に対して、 $C$ の大きさに影響を受けずに、ほとんど同じ波形を獲得できている。また、図 2.14 の波形は、図 2.6 の二次遅れ系の伝達関数の波形と同じような形をしていることも確認できる。

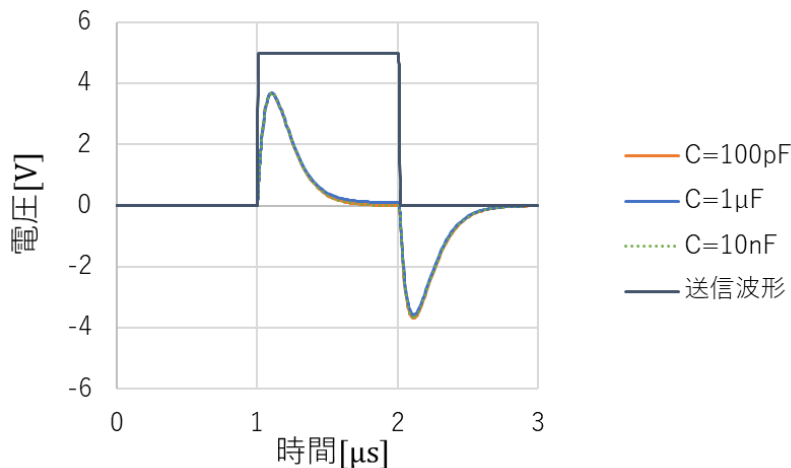


図 2.14 単純化された等価回路のシミュレーション結果

しかし、図 2.11 において導電布の抵抗値を $0\Omega$ としているが、実際には導電布上の抵抗値 $[\Omega/\text{sq}]$ が存在する。導電布上の抵抗値を $R_t[\Omega]$ として考慮した回路図が図 2.15 である。なお、受信電圧 $V_{Rx}$ の位置は $R_t$ と $C$ の接続部分である。

2-1 節に示した通り、二次元通信シートの面積が大きくなると、 $R_t$ と $C$ はともに増大する。この影響よりローパス特性のカットオフ周波数が低下し、AC 結合を介して伝送されるパルスの高周波成分が減衰する。したがって、信号伝達が困難となり、導電テキスタイル伝送路の大面積化の障害となっている。

この問題を解決するために、導電布上のシート抵抗 $R_t$  [ $\Omega/\text{sq}$ ]と静電容量 $C$ を能動回路素子の追加によって低減させる手法を提案する。

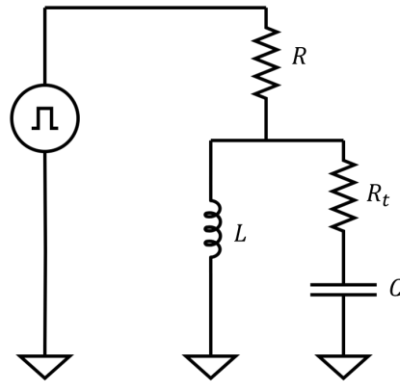


図 2.15 導電布上のシート抵抗 $R_t$  [ $\Omega/\text{sq}$ ]を考慮した回路図

### 第3章 能動回路素子の追加方法の検証

今回は、能動回路素子を追加する方法を4つ考え、それぞれのシミュレーション結果から最も効果的であると判断した手法で回路を作成し、実験を行った。

手法のうち、2つが負性抵抗を銚型コネクタとして二次元通信シートに接続する方法であり、1つが、負性抵抗を送信機に組み込む方法である。残りの1つが負性容量を銚型コネクタとして二次元通信シートに接続する方法である。

導電布上の抵抗値に対しては負性抵抗を、静電容量に対しては負性容量を使用する。負性抵抗を銚型コネクタとして送信機の近くに接続する手法をTxシャント型、送信機の遠方に接続する手法をRxシャント型、負性抵抗を送信機に直列に接続する手法をTxシリーズ型、負性容量を用いた手法を負性容量型とする。

負性抵抗を図3.1に、負性容量を図3.2に示す。両者ともにオペアンプを用いて、入力電圧 $V_{in}$ に対して、それぞれ端子電流 $-\frac{R_b}{R_a R_c} V_{in}$ 、 $-j\omega C_0 \frac{R_d}{R_e} V_{in}$ を生じる（正の容量に対し電流を逆方向に生じる）回路構成である。シミュレーション上ではオペアンプの $AoL = 100\text{MHz}$ 、 $GBW = 10\text{GHz}$ とし、理想オペアンプとして扱っている。なお、本章では静電容量 $C$ を $47\text{nF}$ としているシミュレーションが多く登場するが、その理由はリビングなどの部屋の一面として、八畳のカーペットを想定しており、その静電容量として仮定している値が約 $47\text{nF}$ だからである。

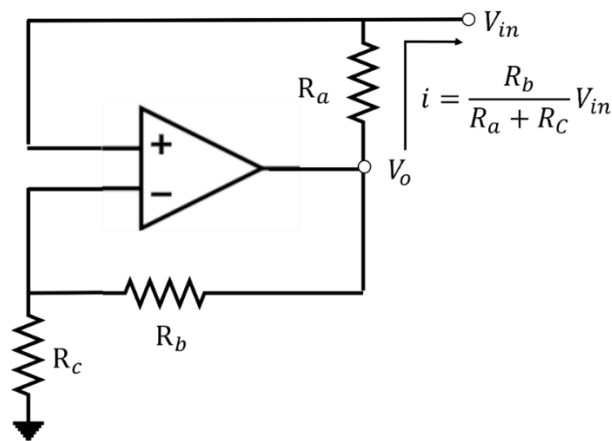


図 3.1 オペアンプを用いた負性抵抗の実装



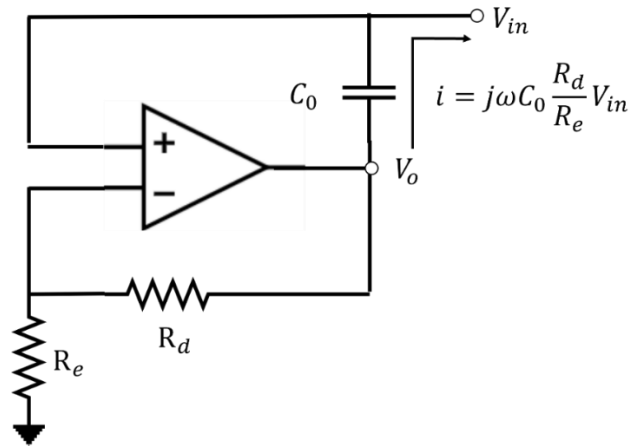


図 3.2 オペアンプを用いた負性容量の実装

ここで、具体的な動作を説明する。図 3.1 の負性抵抗は仮想ショートによって、

$$V_- = V_{in} = \frac{R_c}{R_c + R_b} V_o$$

である。よって、電流  $i$  は、

$$i = \frac{V_o - V_{in}}{R_a} = \frac{R_b}{R_a R_c} V_{in}$$

である。負性抵抗を  $R_{neg}$  として、等価回路を作成すると図 3.3 のようになる。  $R_{neg}$  は負の抵抗値を持つと仮定しているので、  $R_{neg} < 0$  である。図 3.1 と図 3.3 を比較

すると、電流  $i$  は  $i = \frac{R_b}{R_a R_c} V_{in} = -\frac{V_{in}}{R_{neg}}$  なので、

$$R_{neg} = -\frac{R_a R_c}{R_b}$$

となり、

$$R_{neg} = R_a \quad (R_b = R_c \text{ のとき}) \quad (8)$$

の条件のもと、負性抵抗として働くことがわかる。図 3.2 の負性容量も同様に、仮想ショートを用いると、電流  $i = j\omega C_0 \frac{R_d}{R_e} V_{in}$  を得られる。

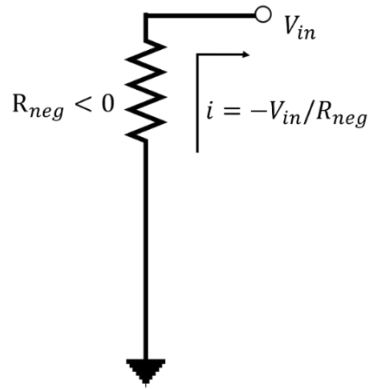


図 3.3 負性抵抗の等価回路

### 3-1 負性抵抗を導電布上の抵抗値と並列に接続する手法

#### 3-1-1 負性抵抗を送信機付近にシャント接続する手法

Tx シャント型の回路図を図 3.4 に示す。図 2.15 の回路図に図 3.1 の負性抵抗を接続した回路である。送信機付近にシャント接続するため、このような回路図になる。また、交流分だけ取り出すために AC 結合に用いる大容量のコンデンサ  $C_\infty$  を使用している。

図 3.5 は、シミュレーション結果の波形が図 2.6 のようになったときの  $R_t$  と  $R_{neg}$  の関係を示している。  $R_t \times R_{neg} \cong -12$  の関係にあることがわかる。図 3.6 は  $R_t \times R_{neg} \cong -12$  のときのシミュレーション結果である。送信波形は 5V、1MHz の矩形波である。  $L$ 、  $R$  については、式 (5)、 (6) のときの条件で、  $R_a$ 、  $R_b$ 、  $R_c$  については、式 (8) の条件に基づいて  $R_{neg}$  に変換している。ただし、  $R_b = R_c = 5k\Omega$  であり、  $C = 47nF$  である。また、  $C_\infty$  は  $10\mu F$  とし、共振周波数  $f_0 = 1MHz$  である。  $R_t$  が  $0.1 \sim 7\Omega$  の範囲で同じような形の波形を得られていることが確認できる。この範囲でしかシミュレーションしていない理由は、  $R_t > 7$  で発散してしまうからである。これは、  $R_t$  と  $R_{neg}$  が反比例の関係にあり、負性抵抗から  $\frac{V^2}{R_{neg}}$  のエネルギーが供給され、供給量が消費量を上回ってしまっていることが起因している。

以上から、  $R_t \times R_{neg} \cong -12$  のとき、Tx シャント型は  $R_t \leq 7$  の範囲に図 2.6 のような波形を得られる。

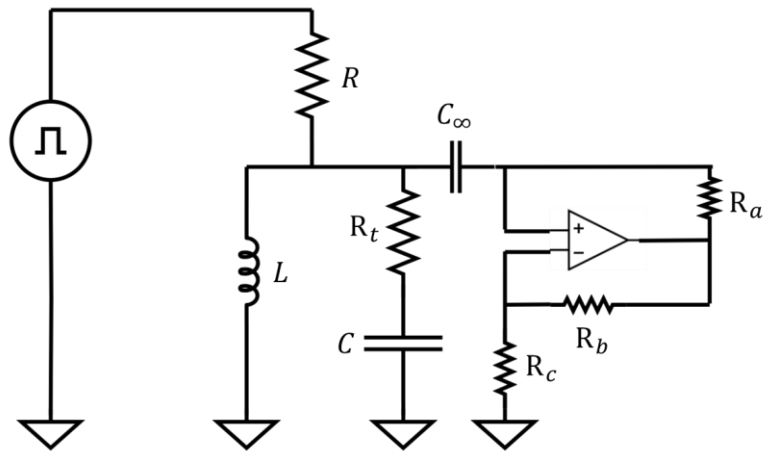


図 3.4 Tx シャント型の回路図

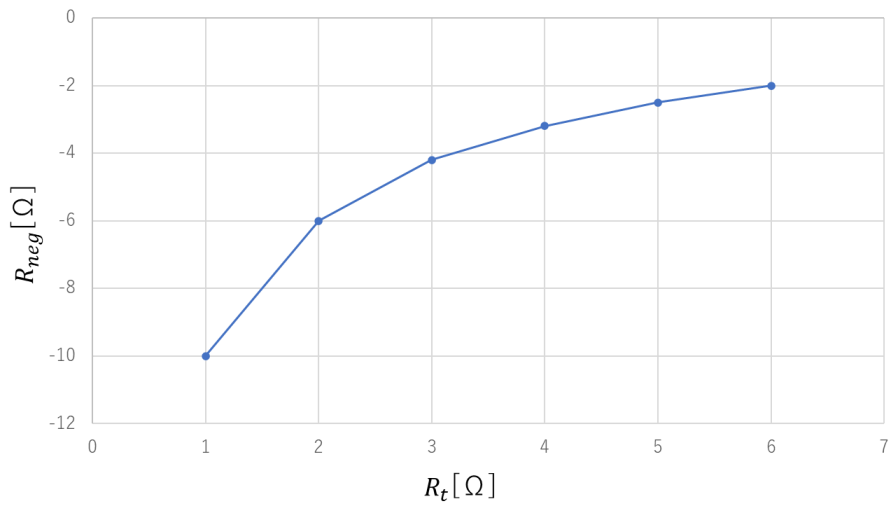


図 3.5  $R_t$  と  $R_{neg}$  の関係

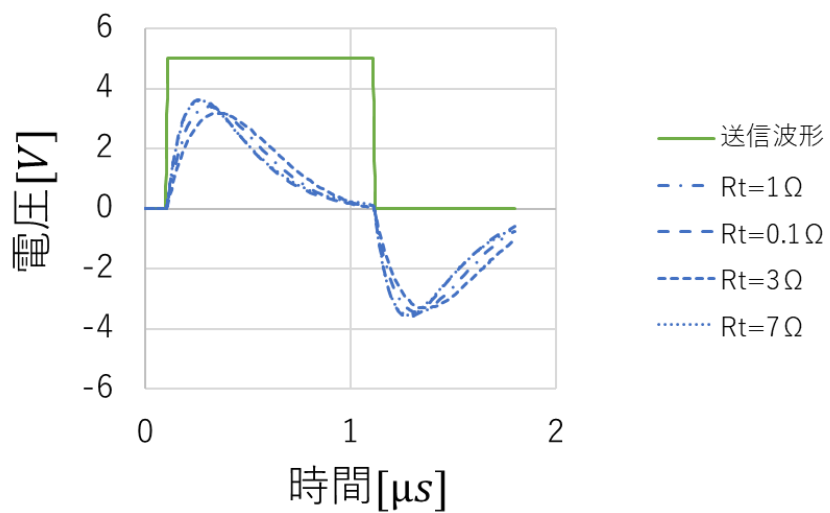


図 3.6 Tx シャント型のシミュレーション結果。受信電圧の波形が同じような形をしている。

### 3-1-2 負性抵抗を送信機遠方にシャント接続する手法

Rx シャント型の回路図を図 3.7 に示す。Tx シャント型と同様に、図 2.15 の回路図に図 3.1 の負性抵抗を接続した回路である。こちらは、送信機遠方にシャント接続するため、このような回路図になる。また、交流分だけ取り出すために AC 結合に用いる大容量のコンデンサ  $C_\infty$  を使用している点も同様である。

図 3.8 と図 3.9 は、 $R_t = 1\Omega$  のときのシミュレーション結果である。Tx シャント型同様、送信波形は 5V、1MHz の矩形波である。また、図 3.10 は  $R_t = 5\Omega$  のとき、 $R_{neg} = -10^{-25}\Omega$  という、とても大きな負性抵抗をつなげたシミュレーション結果である。 $R$ 、 $L$ 、 $R_a$ 、 $R_b$ 、 $R_c$ 、 $R_{neg}$ 、 $C_\infty$ 、 $f_0$  の条件は、Tx シャント型と同様であるが、今回  $C = 80\text{nF}$  である。図 3.8、図 3.9 から、 $|R_{neg}| \leq 2$  のとき、発散していることがわかる。また、図 3.10 から、 $R_t = 5\Omega$  のときは、どれだけ負性抵抗を大きくしても図 2.6 のような波形にはならないことがわかる。ちなみに、図 3.10 において、負性抵抗をさらに大きくすると、徐々に波形が図 3.8 の  $R_{neg} = -2\Omega$  のときの波形に似通っていく。

以上より、Rx シャント型は  $R_t$  に対して、 $R_t \ll |R_{neg}|$  のような負性抵抗を接続する必要があり、実用的ではないといえる。

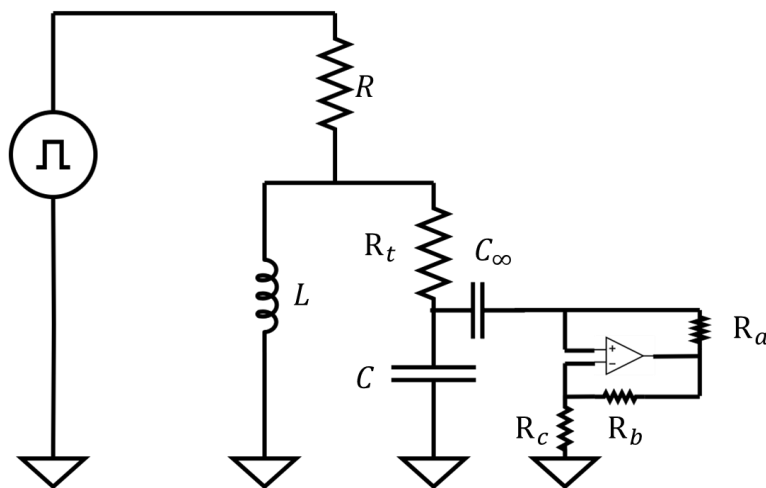


図 3.7 Rx シャント型の回路図

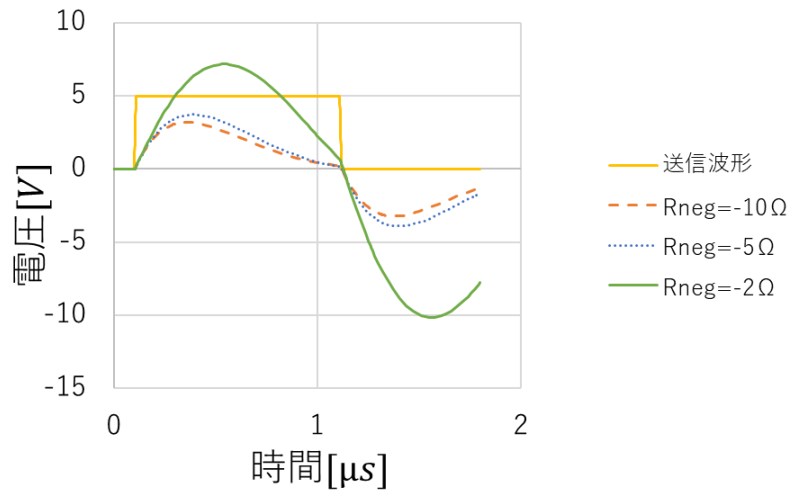


図 3.8 シミュレーション結果 2-1

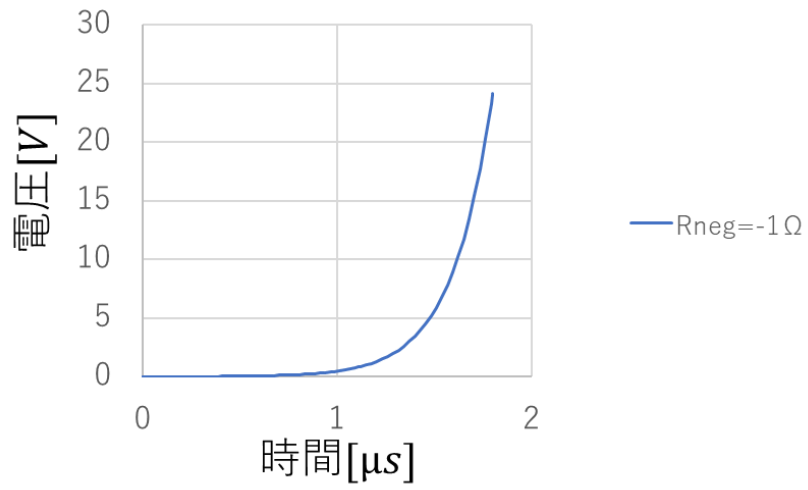


図 3.9 シミュレーション結果 2-2

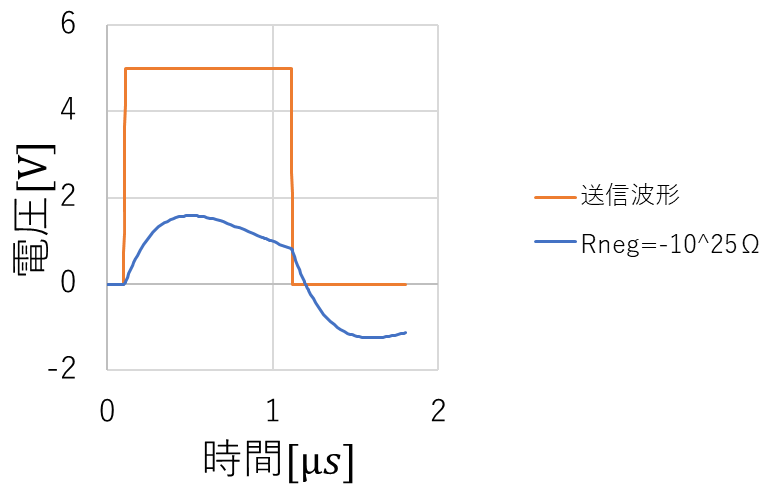


図 3.10 シミュレーション結果 2-3

### 3-2 負性抵抗を送信機に直列に接続する手法

Tx シリーズ型の回路図を図 3.11 に示す。Tx シリーズ型は図 2.15 の回路図に図 3.3 の負性抵抗の等価回路を接続した回路であるが、今回は送信機に直列に接続するため、このような回路図になる。交流分だけ取り出すために AC 結合に用いる大容量のコンデンサ  $C_{\infty}$  を使用しているが、短絡している。

図 2.27 は、Tx シリーズ型のシミュレーション結果の波形が図 2.6 のような形になるときの  $R_t$  と  $R_{neg}$  の関係を示している。 $R$ 、 $L$ 、 $C$ 、 $C_{\infty}$  の条件は Tx シャント型と同様である。また、Tx シャント型、Rx シャント型と同様、送信波形は 5V、1MHz の矩形波である。図 3.12 は図 2.6 のような二次遅れ系の伝達関数の波形を得られたとき  $R_t$  と  $R_{neg}$  の関係を示している。 $R_t$  の値に対して、少しの負性抵抗で対応できていることがわかる。図 3.13 は、図 3.12 のデータを参考に  $R_t$ 、 $R_{neg}$  の値を決めたシミュレーション結果である。 $R_t$  の値が大きくなるほど、電圧が小さくなっているが、波形は図 2.6 のような二次遅れ系の伝達関数の波形と近い形をしていることがわかる。

以上から、Tx シリーズ型は  $R_t$  が大きくなるほど電圧は小さくなってしまいが、Tx シャント型、Rx シャント型よりも大きい  $R_t$  に対応できる。しかし、送信機に負性抵抗を直列に接続する必要があるため、実現には工夫が必要である。

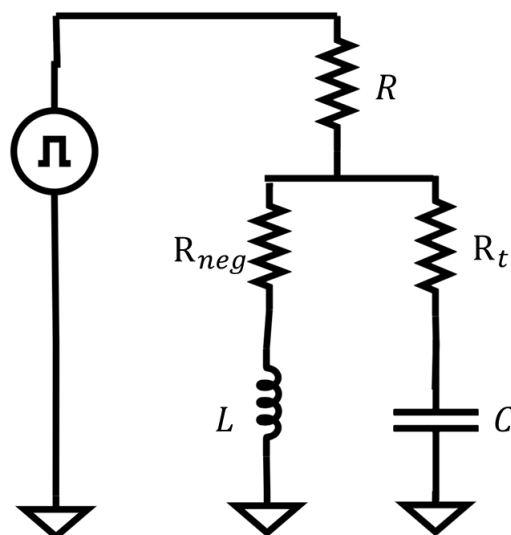


図 3.11 Tx シリーズ型の回路図

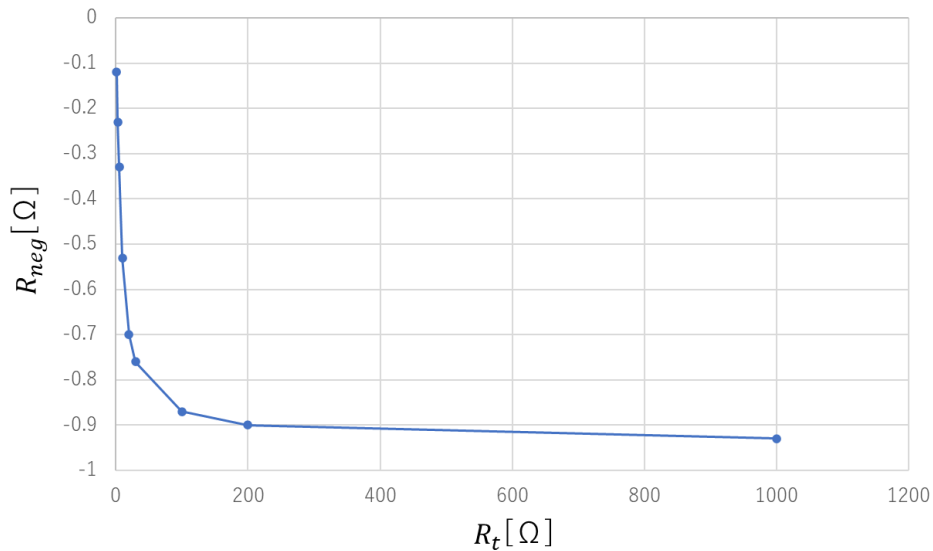


図 3.12  $R_t$ と $R_{neg}$ の関係

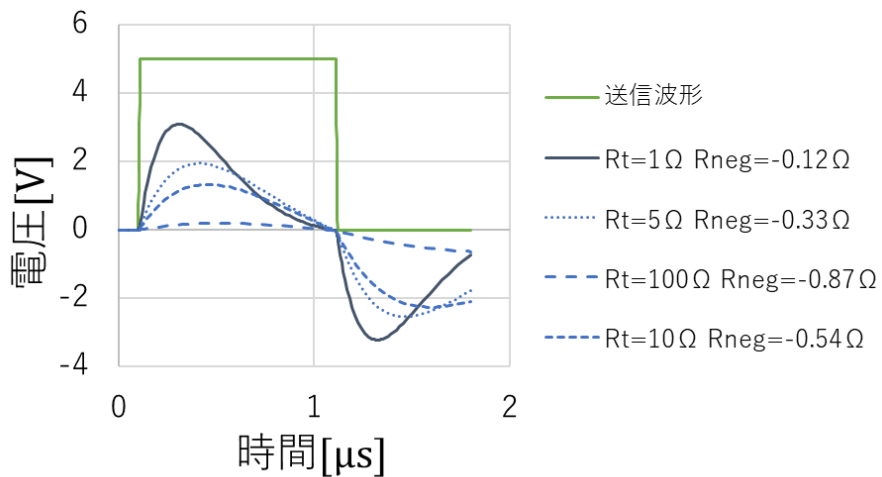


図 3.13 Tx シリーズ型のシミュレーション結果。 $R_t$ が大きくなるほど電圧が低下しているが、同じような波形をとる。

### 3-3 負性容量を用いる手法

負性容量型の回路図を図 3.14 に示す。図 2.15 の回路図に図 3.2 の負性容量を接続した回路である。 $C$  に対し並列に接続し、合成容量を  $C - ratio \times C_0$  に低減する。また、負性容量の影響により、 $R$ 、 $L$  の式は以下のように変化する。

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C (1 - ratio)} \quad (9)$$

$$R = \frac{1}{2\omega_0 C (1 - ratio)} \quad (10)$$

$$ratio = \frac{R_d}{R_e}$$

図 3.2 の負性容量の仕組みから、 $ratio \times C_0$  の値に対応した大きさの電流が回路に供給されるので、式 (5) (6) は式 (9) (10) に変換される。したがって、 $C = C_0$  のとき、 $ratio < 1$  である。

図 3.15 (a)、(b) は、これまでと同様に、5V、1MHz の矩形波を送信したときのシミュレーション結果である。今回、共振周波数  $f_0 = \frac{10}{2\pi}$  MHz である。(a)、(b) ともに、各素子の値は、 $C = C_0$  とし、 $R$ 、 $L$  は式 (9)、(10) に対応させている。(a) は  $C = 47\text{nF}$ 、 $ratio = 0.99$  であり、(b) は  $R_t = 1\Omega$ 、 $ratio = 0.996$  としている。

図 3.15 (a) より、 $1 \leq R_t \leq 100$  のとき、ほとんど同じ形の波形になっていることが確認できる。また、図 2.6 のような二次遅れ系の伝達関数の波形と似た形をしていることもわかる。図 3.15 (b) より、静電容量  $C$  の増加の影響をほとんど受けていないことが確認できる。

以上より、負性容量型は大面積化の課題である、導電布上の抵抗値と静電容量の増加の影響を軽減できていることがわかる。

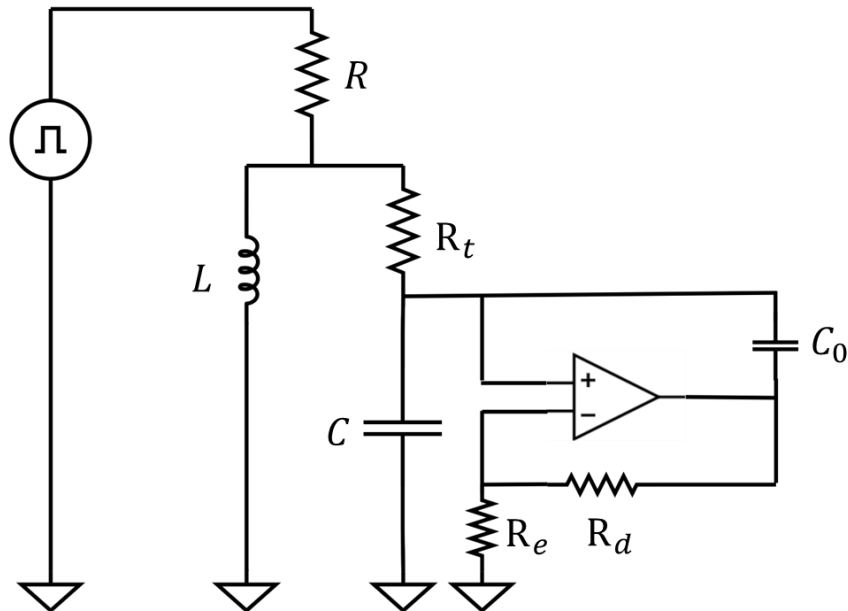
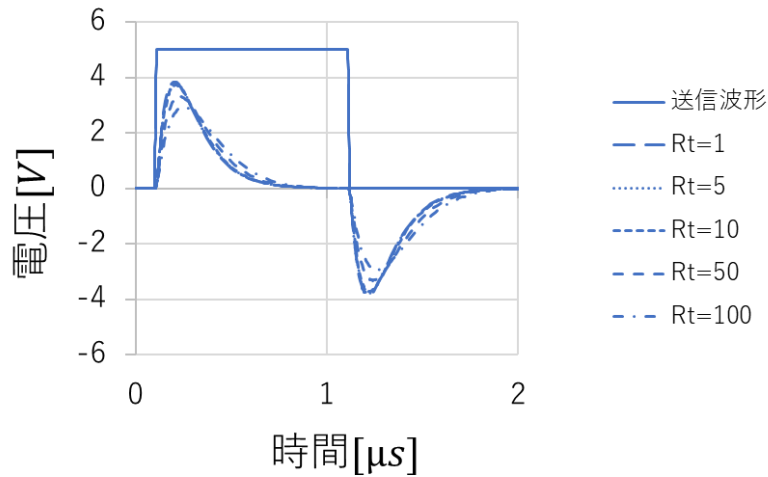
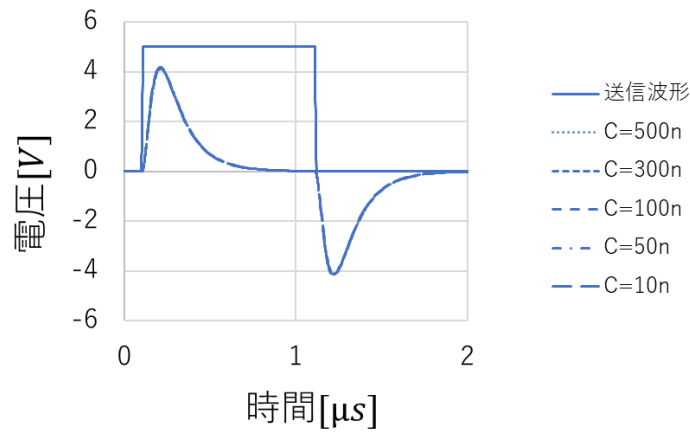


図 3.14 負性容量型の回路図





(a)  $R_t$ を増加していったシミュレーション結果。ほとんど同じ波形をしている。



(b)  $C$ を増加していったシミュレーション結果。ほとんど同じ波形をしている。

図 3.15

ここまでのシミュレーションの結果から、負性容量型の方法が最も大面積化の課題を解決できている。

よって、負性容量型の方法で実験を行うこととする。

### 3-4 負性容量を用いた手法の実験説明

実験を開始する前に、負性容量に用いられているオペアンプを理想オペアンプから現実のオペアンプに変更する必要がある。現実のオペアンプに変更した負性容量型の回路図が図 3.16 である。なお、オペアンプに AD8397 を使用している。

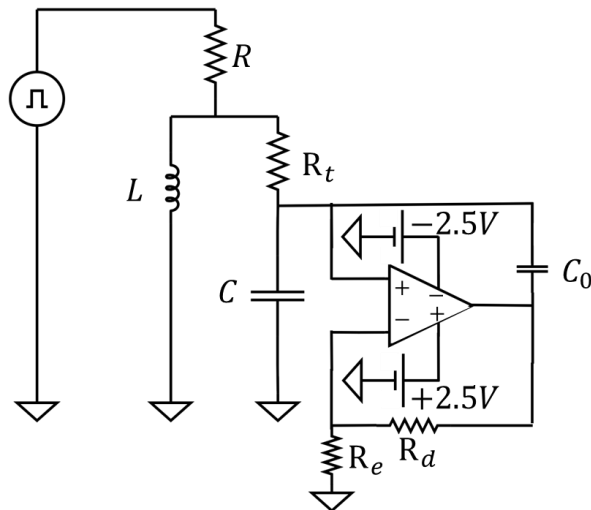


図 3.16 AD8397 を用いた負性容量型

### 3-4-1 現実のオペアンプを用いた回路でシミュレーション

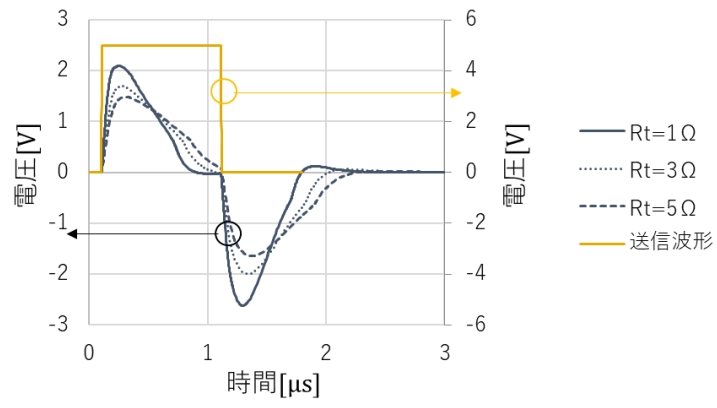
図 3.16 の回路でのシミュレーションにおいて、各素子の条件は、5V、1MHzの矩形波を送信し、 $C = 47\text{nF}$ である点は 3-3 節と同様である。しかし、 $C = C_0$ でシミュレーションしてしまうと、容量性負荷が原因で回路の安定性が損なわれてしまう。したがって、容量性負荷の影響を最小限に抑えるために、 $C_0$ を小さくする必要がある。また、合成容量 $C - \text{ratio} \times C_0$ を小さくするために、 $\text{ratio}$ を大きくする必要がある。

以上の条件を考慮した結果、 $R$ 、 $L$ の式は以下のように変化する。

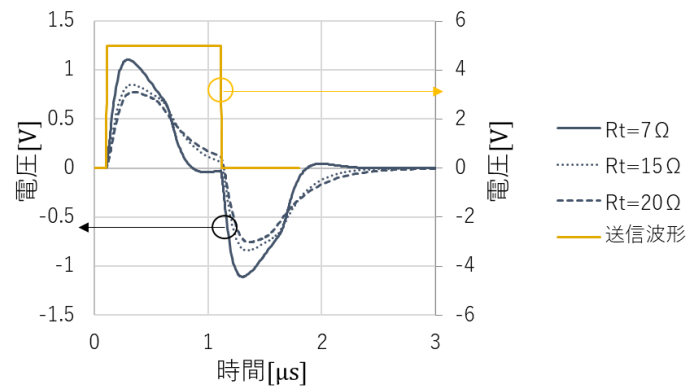
$$L = \frac{1}{\omega_0^2(C - \text{ratio} \times C_0)} \quad (11)$$

$$R = \frac{1}{2\omega_0(C - \text{ratio} \times C_0)} \quad (12)$$

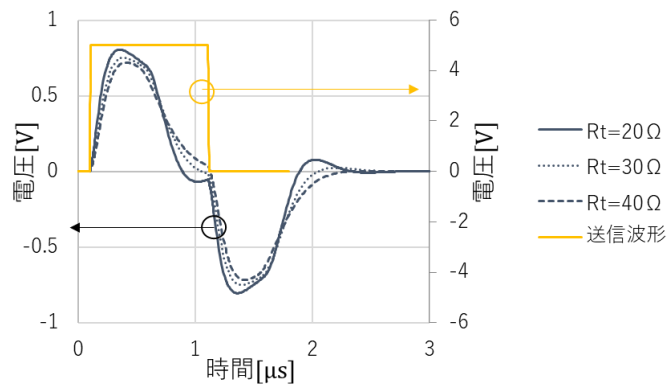
この条件でシミュレーションした結果が図 3.17 である。図 3.17 (a) ~ (d)の  $R_t$ 、 $C_0$ 、 $\text{ratio}$ 、 $\omega_0$ それぞれの条件を表 1 に示す。シミュレーション結果から、 $C_0$ 、 $\text{ratio}$ 、 $\omega_0$ の条件を調整すれば、理想オペアンプでなくとも  $R_t$ の値に関係なく図 2.6 のような二次遅れ系の伝達関数の波形を得られることがわかる。



(a)



(b)



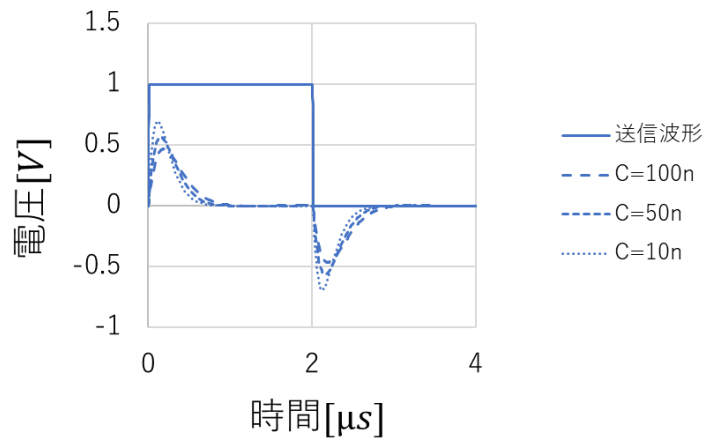
(c)

図 3.17

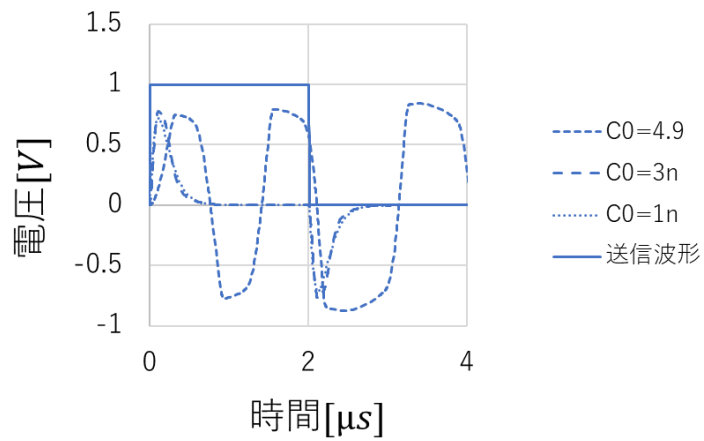
表 1 シミュレーション条件

	$R_t[\Omega]$	$C_0[nF]$	$ratio$	$f_0[\text{MHz}]$
(a)	1~5	10	2	$2\pi/10$
(b)	7~20	10	2.5	$2\pi/20$
(c)	20~50	20	1.5	$2\pi/25$

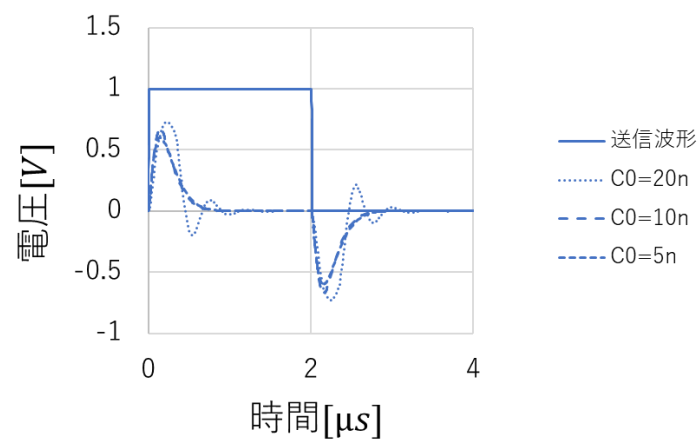
また、 $C \neq 47\text{nF}$ のときの波形も確認する。図 3.18 は表 2 の条件でのシミュレーション結果である。共通の条件として、 $ratio = 2$ 、 $f_0 = \frac{10}{2\pi}\text{MHz}$ である。図 3.18 から、合成容量 $C - C_0$ が0に近づきすぎると発散してしまうが、負性容量を用いることによって、収束速度の向上が確認できる。なお、今回、送信波形は1V、1MHzの矩形波を送信している。



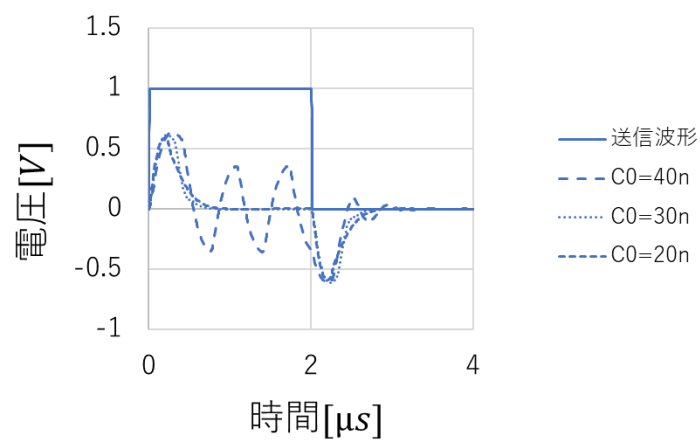
(a)



(b)



(c)



(d)

図 3.18

表 2 シミュレーション条件

	C[nF]	C <sub>0</sub> [nF]
(a)	10~100	負性容量 接続せず
(b)	10	1~4.9
(c)	50	5~20
(d)	100	20~40

### 3-4-2 作成した回路上での実験概要

3-4-1 節において、シミュレーション上ではオペアンプに AD8397 を使用し、各素子の条件を調整すれば図 2.6 のような二次遅れ系の伝達関数の波形を得られることが確認できた。ここからは、実際に作成した回路で実験を行い、シミュレーション結果と比較していく。まず、実験に使用した器具を表 3 に記す。

表 3 実験器具

名称	型番
オシロスコープ	MOD-2072EG
誤り率測定器	MP8931A
多出力直流安定化電源	GPE-4323
Z ハイテスタ	HIOKI 3531 Z HITESTER
デジタルマルチメーター	SDM3045X
パワーアンプ	FPA301

また、作成した回路は図 3.19 のような構成になっている。負性容量としている部分は、図 3.20 のような構成になっている。送信機については、図 3.21 のような構成になっている。

図 3.19 について、コイル  $L$  は、コイルの値を調整し、Z ハイテスタで値を確認してから接続している。オシロスコープの接続は、Rx の受信電圧  $V_{Rx}$  と、送信機から回路に送信された波形を確認するために図 3.19 のように接続されている。図 3.20 に

については、多出力直流安定化電源から+2.5V、-2.5Vを供給している。また、可変抵抗を使用し、*ratio*を調整できるようになっている。オペアンプにはAD8397を使用している。図3.21に示した送信機については、BERTは5Vの矩形波しか送信できず、信号源インピーダンスとして75Ωを有している。そのため、分圧回路とパワーアンプを用いて、それらの問題を解決する。

まず、分圧回路によって、伝送波の電圧を5Vから約0.5Vにしている。そして、パワーアンプの設定を×2にすることで、伝送波の電圧を約1Vにしている。また、出力インピーダンスについては、単純な回路を抵抗値0Ωの場合と10Ωの場合で作成し、オシロスコープを用いて波形を確認した結果、出力インピーダンスは無視できる値であると判断した。

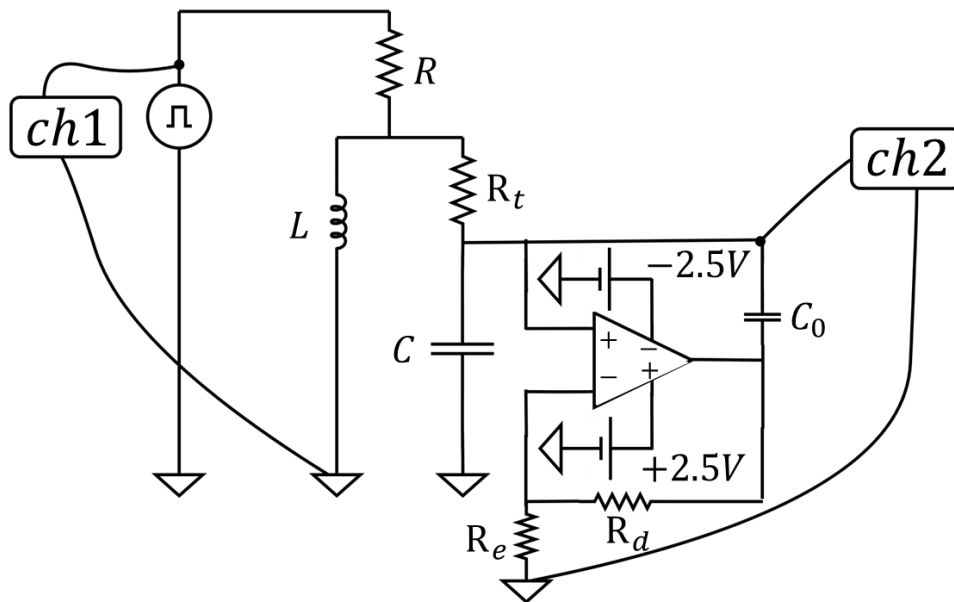


図 3.19 作成した回路の構成

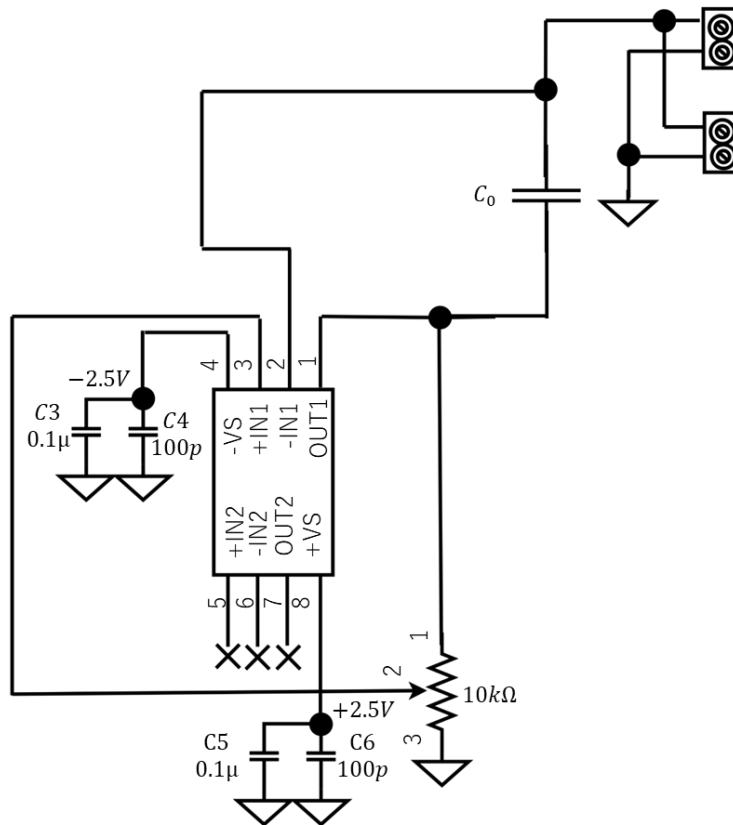


図 3.20 負性容量の詳細

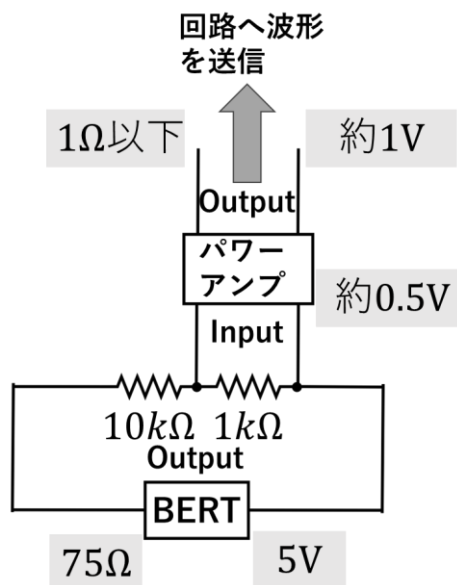


図 3.21 送信機の構成

### 3-4-3 シミュレーションと作成した回路での実験の比較方法

3-4-1 節、3-4-2 節では、それぞれ現実のオペアンプを用いたシミュレーションと、作成した回路での実験概要について述べた。しかし、コイルの値については、



個体値のばらつきなどが原因でシミュレーションと同じ値に調整するのは困難であるため、正確に調整はせず、ほかの条件で調整することとする。

具体的には、 $C$ の値が任意であるため、 $C$ 、 $L$ 、 $\omega_0$ 、 $R$ の順で調整する。つまり、最初にシミュレーション上で各条件を調べ、その値を参考に回路上のコイルの値を調整する。そして、調整できたコイルの値をもとに $\omega_0$ 、 $R$ を計算によって導き、シミュレーションと作成した回路での実験を行い、結果を比較する。

表4は実験を行う各素子の値である。条件(i)～(vi)まで想定しており、共通の条件として、 $L = 1.38[\mu\text{H}]$ 、 $\text{ratio} = 7.18/3.60$ である。また、式(11)を変形し、

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L(C - \text{ratio} \times C_0)}} \quad (13)$$

として使用している。式(12)はそのまま使用しているが、整数になるよう四捨五入している。

また、負性容量の効果を確認するために、負性容量を接続しない表5のような条件でも比較する。

表4 各素子の条件

	$R_t[\Omega]$	$C[\text{nF}]$	$C_0[\text{nF}]$	$R[\Omega]$	$f_0[\text{MHz}]$
(i)	1	47	10	3	$2\pi/6.8$
(ii)	1	100	15	2	$2\pi/4.22$
(iii)	1	33	6.8	3	$2\pi/6.29$
(iv)	5	47	10	3	$2\pi/6.8$
(v)	5	100	15	2	$2\pi/4.22$
(vi)	5	33	6.8	3	$2\pi/6.29$

表 5 負性容量を接続しない場合の各素子の条件

	$R_t[\Omega]$	$C[nF]$	$R[\Omega]$	$f_0[\text{MHz}]$
(vii)	5	47	2	$2\pi/6.8$
(viii)	5	100	1	$2\pi/4.22$
(ix)	5	33	2	$2\pi/6.29$

## 第4章 実験結果

この章では、条件 (i) ~ (ix) それぞれのシミュレーション結果と実験結果を比較する。

今回、すべての条件で図 3.19 のオシロスコープの ch1、ch2 どちらも波形を記録し、それぞれシミュレーション結果と作成した回路での実験結果で比較する。ちなみに、ch1 が送信波形、ch2 が Rx の受信電圧 $V_{Rx}$ を読み取っている。

シミュレーションにおいて、送信波形は、実験結果を参考にパルス幅を設定し、立ち上がり、立下り時間はともに10ns とし、1V、1MHzの矩形波を送信している。以降本章では、図の左側に送信波形、右側に受信電圧 $V_{Rx}$ を示す。

### 4-1 C = 47nF の結果

条件 (i) (iv) (vii) の結果を示す。まず、条件(i)の結果について、図 4.1.1 に実験結果、図 4.1.2 にコイルの抵抗値を考慮しないシミュレーション結果、図 4.1.3 にコイルの抵抗値を考慮したシミュレーション結果を示す。次に、条件(iv)の結果について、図 4.1.4 に実験結果、図 4.1.5 にコイルの抵抗値を考慮しないシミュレーション結果、図 4.1.6 にコイルの抵抗値を考慮したシミュレーション結果を示す。そして、条件(vii)の結果について、図 4.1.7 に実験結果、図 4.1.8 にコイルの抵抗値を考慮しないシミュレーション結果、図 4.1.9 にコイルの抵抗値を考慮したシミュレーション結果を示す。

図 4.1.1~図 4.1.9 を比較すると、実験結果の波形が少し崩れているが、それぞれの条件において、実験結果とコイルの抵抗値を考慮したシミュレーション結果が同じような波形であることが確認できる。また、条件(iv)と条件(vii)を比較すると、負性容量の追加によって、波形の収束速度が変化していることが確認できる。

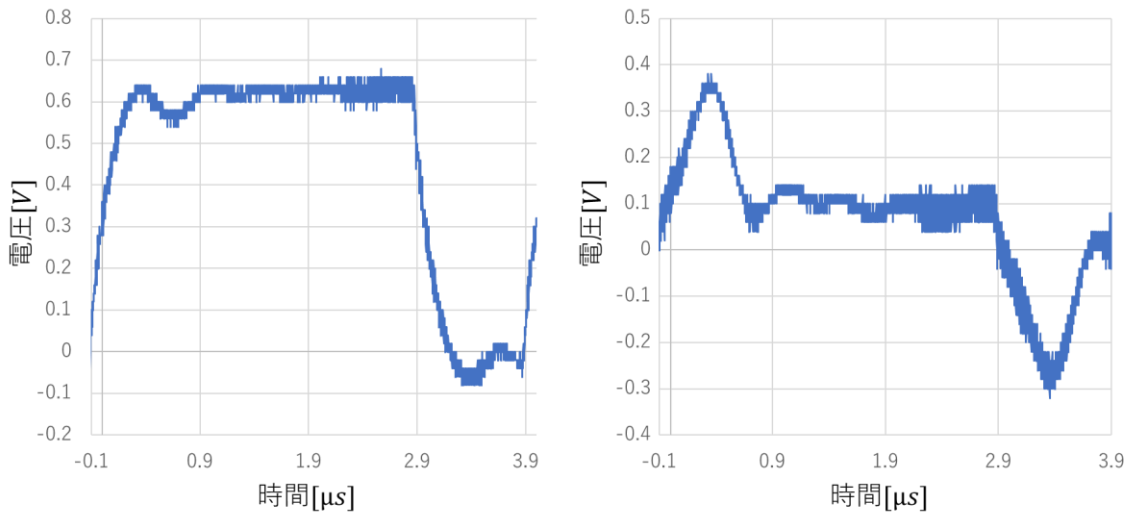


図 4.1.1 条件 ( i ) 実験結果

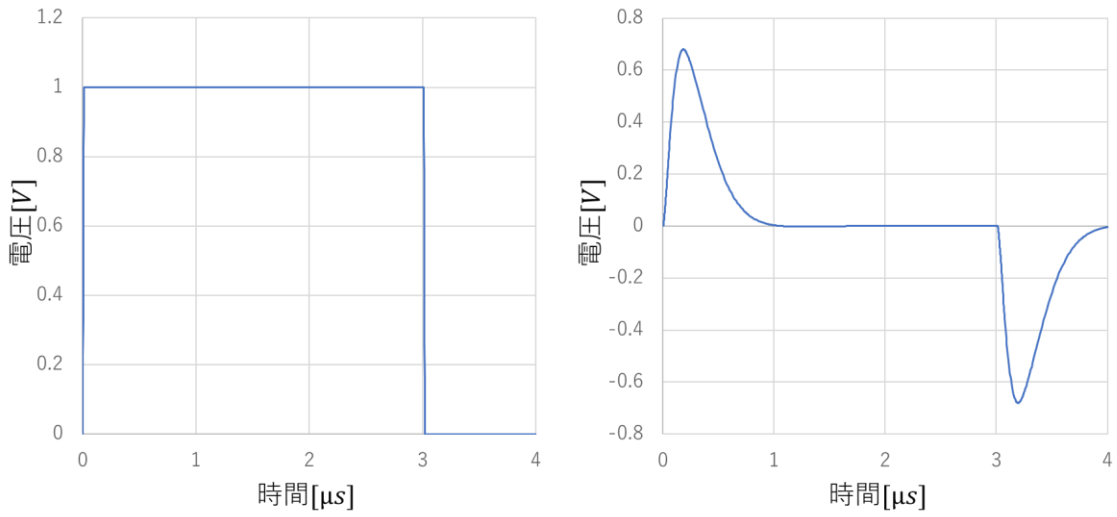


図 4.1.2 条件 ( i ) コイルの抵抗値を考慮しないシミュレーション結果

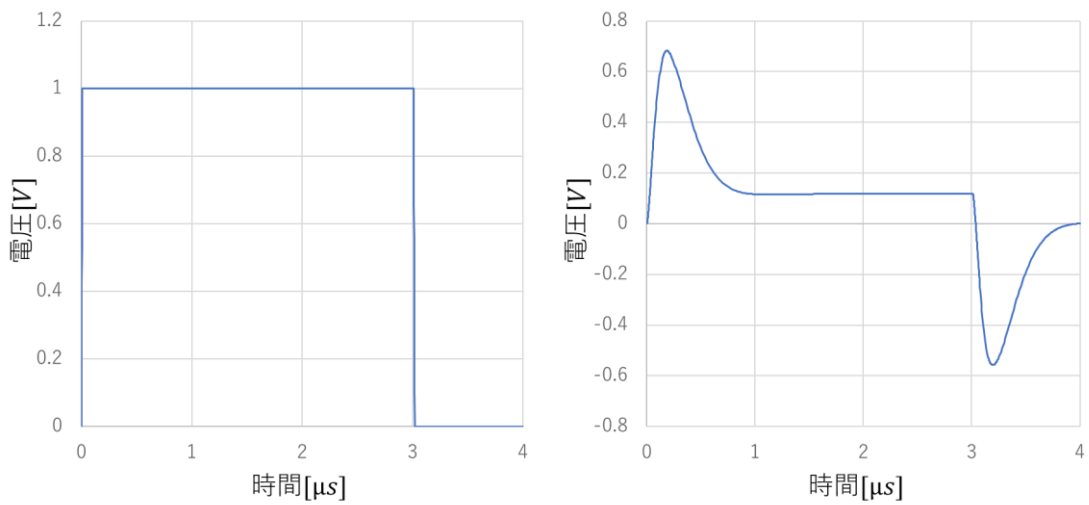


図 4.1.3 条件 ( i ) コイルの抵抗値を考慮したシミュレーション結果

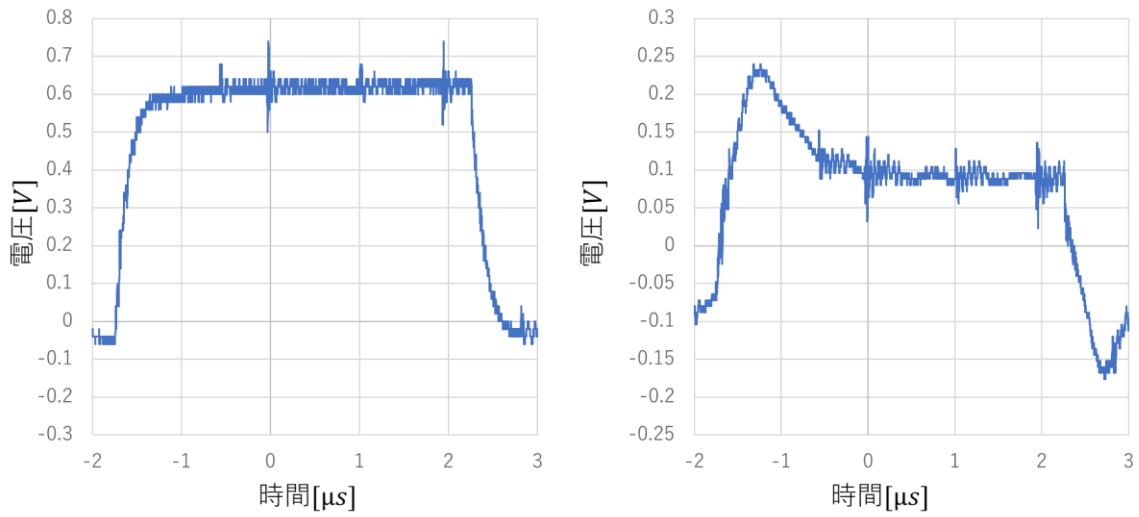


図 4.1.4 条件(iv)実験結果

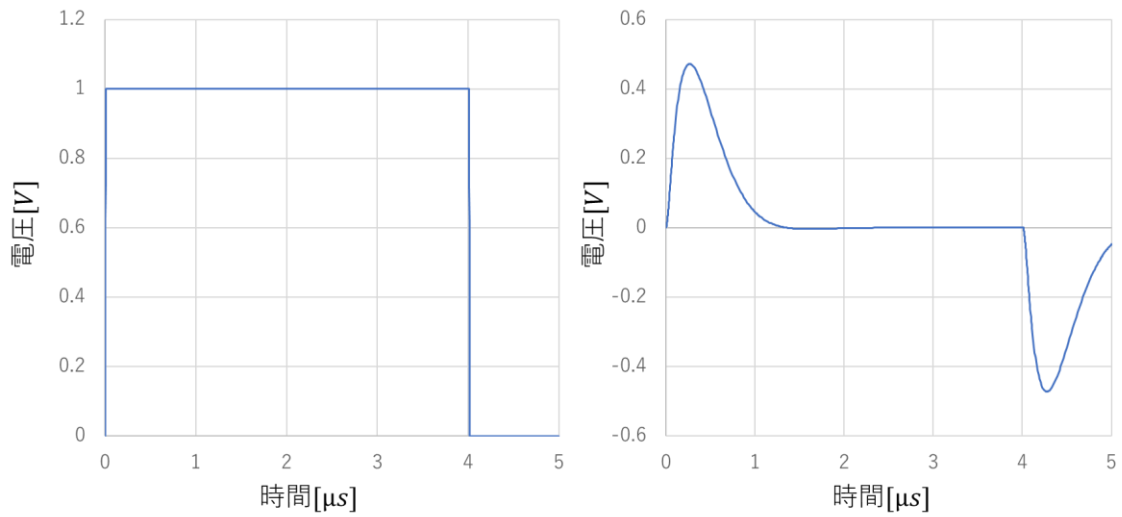


図 4.1.5 条件(iv)コイルの抵抗値を考慮しないシミュレーション結果

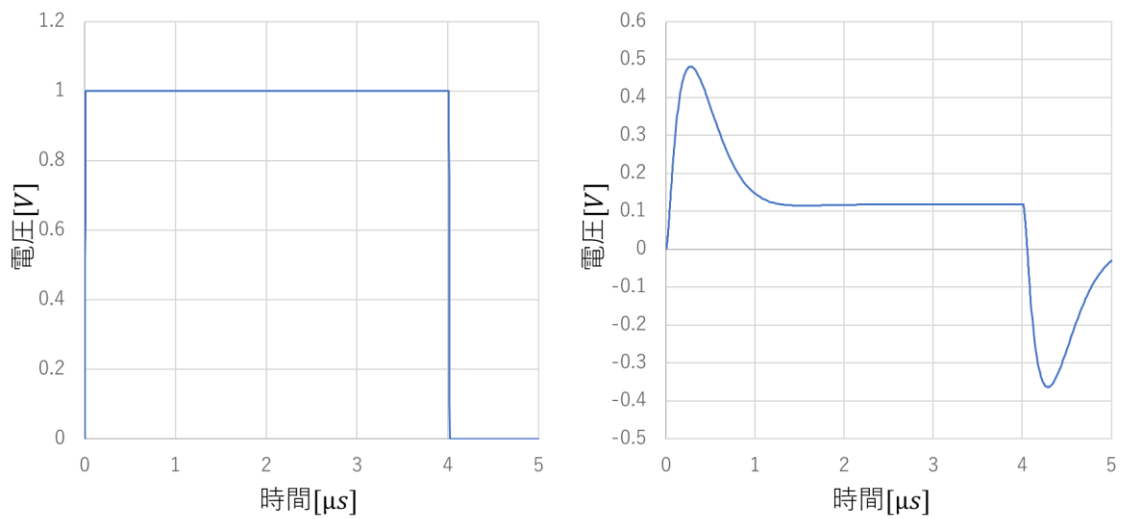


図 4.1.6 条件(iv)コイルの抵抗値を考慮したシミュレーション結果

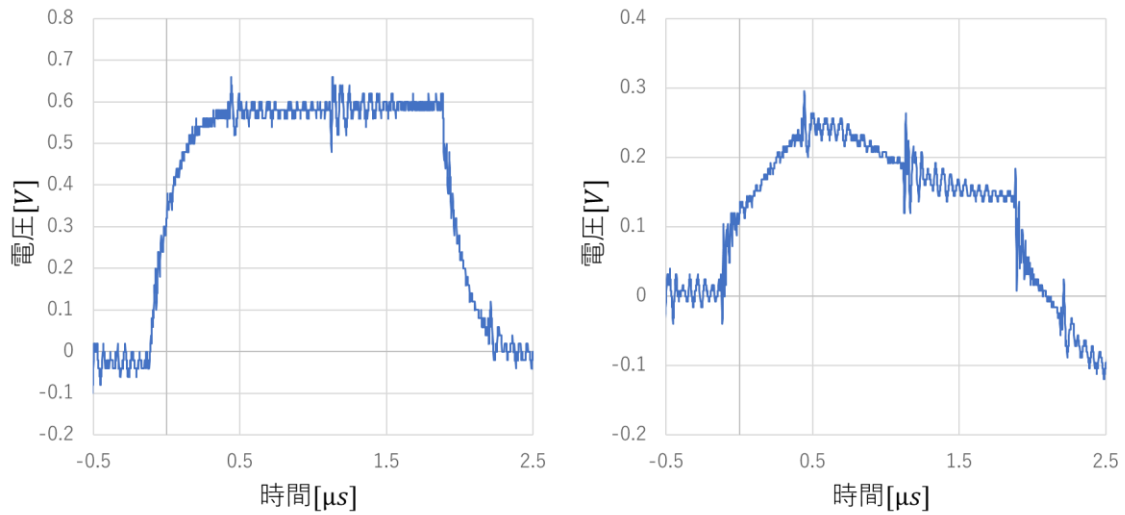


図 4.1.7 条件(vii)実験結果

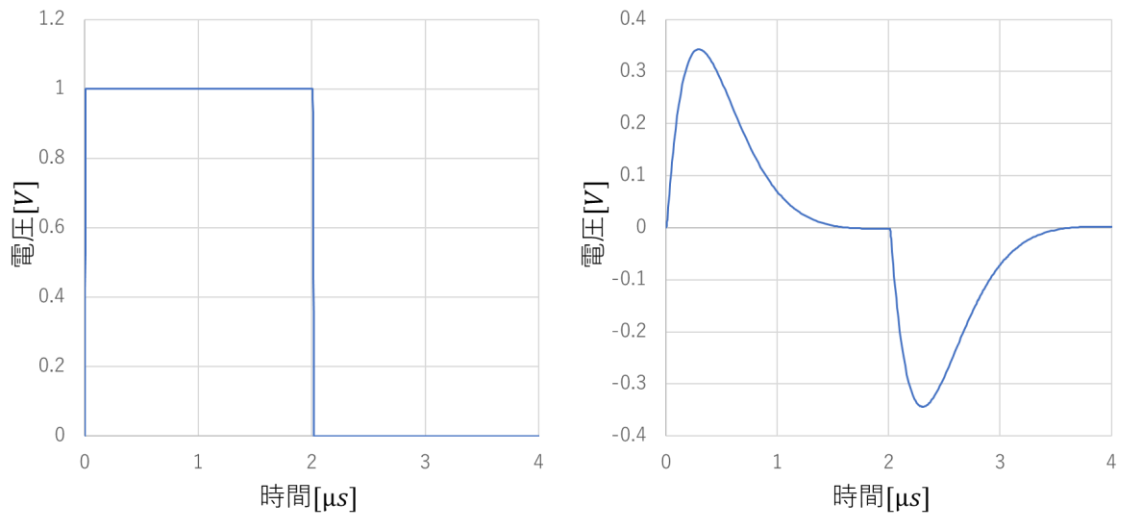


図 4.1.8 条件(vii)コイルの抵抗値を考慮しないシミュレーション結果

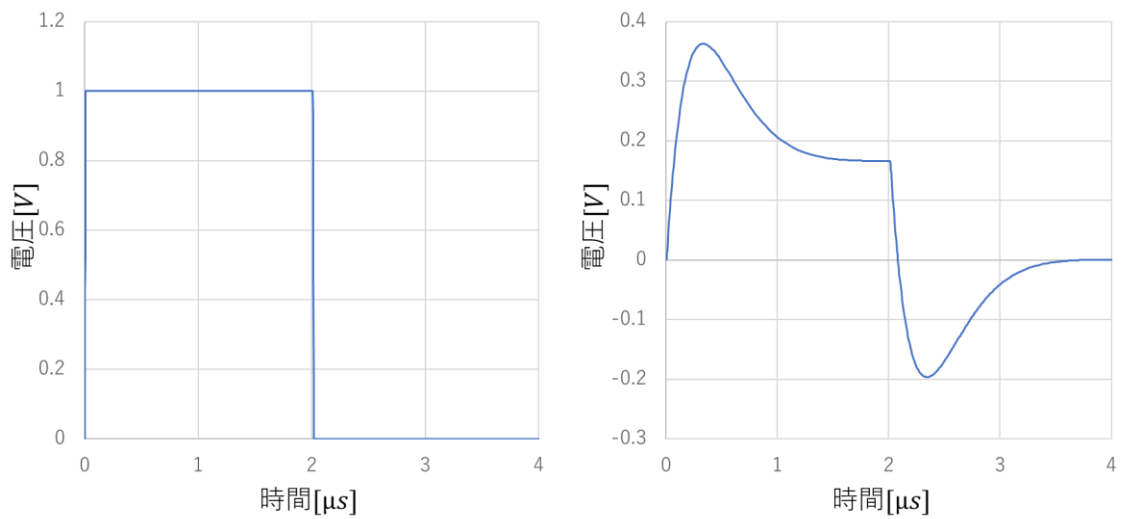


図 4.1.9 条件(vii)コイルの抵抗値を考慮したシミュレーション結果

## 4-2 C = 100nF の結果

条件 (ii) (v) (viii) の結果を示す。まず、条件(ii)の結果について、図 4.2.1 に実験結果、図 4.2.2 にコイルの抵抗値を考慮しないシミュレーション結果、図 4.2.3 にコイルの抵抗値を考慮したシミュレーション結果を示す。次に、条件(v)の結果について、図 4.2.4 に実験結果、図 4.2.5 にコイルの抵抗値を考慮しないシミュレーション結果、図 4.2.6 にコイルの抵抗値を考慮したシミュレーション結果を示す。そして、条件(viii)の結果について、図 4.2.7 に実験結果、図 4.2.8 にコイルの抵抗値を考慮しないシミュレーション結果、図 4.2.9 にコイルの抵抗値を考慮したシミュレーション結果を示す。

図 4.2.1~図 4.2.9 を比較すると、4-1 節と同様、実験結果の波形が少し崩れているが、それぞれの条件において、実験結果とコイルの抵抗値を考慮したシミュレーション結果が同じような波形であることが確認できる。また、条件(v)と条件(viii)を比較すると、負性容量の追加によって、波形の収束速度が変化していることが確認できる。

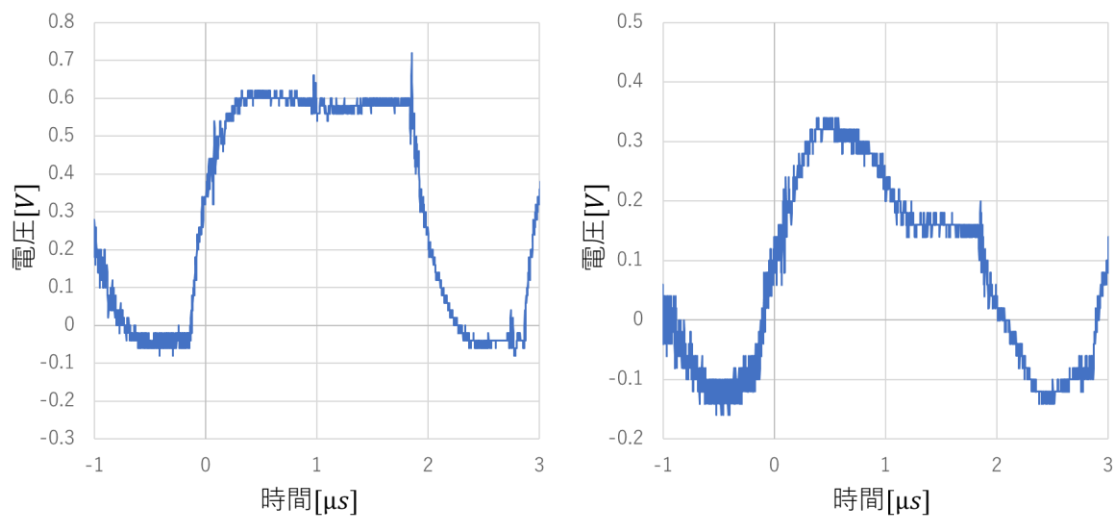


図 4.2.1 条件(ii)実験結果

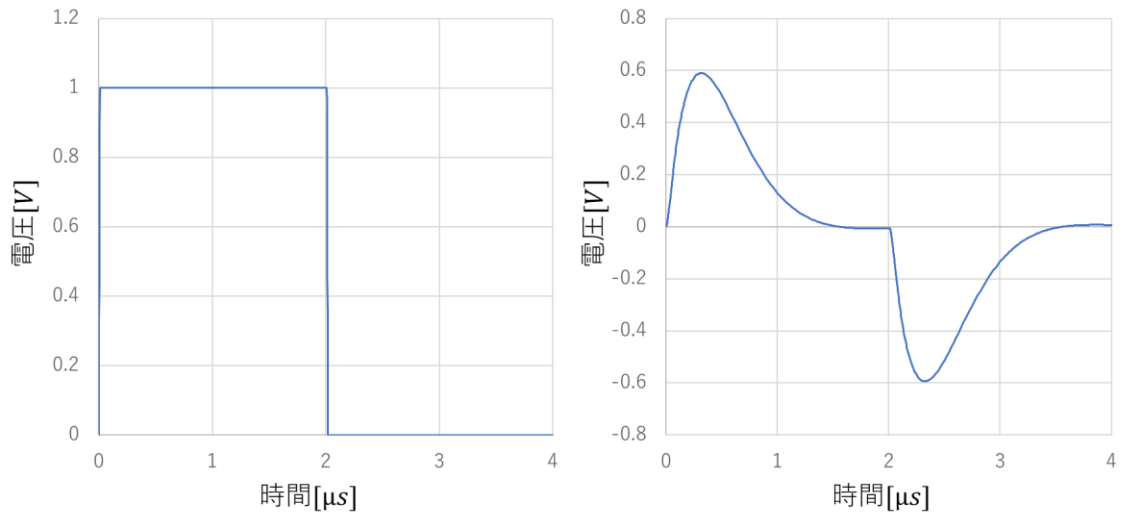


図 4.2.2 条件(ii)コイルの抵抗値を考慮しないシミュレーション結果

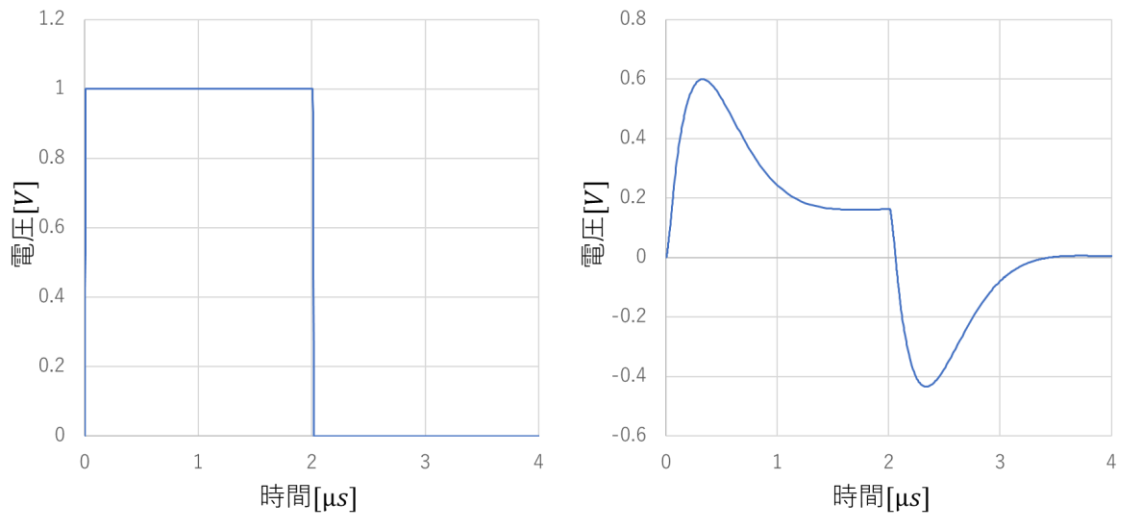


図 4.2.3 条件(ii)コイルの抵抗値を考慮したシミュレーション結果

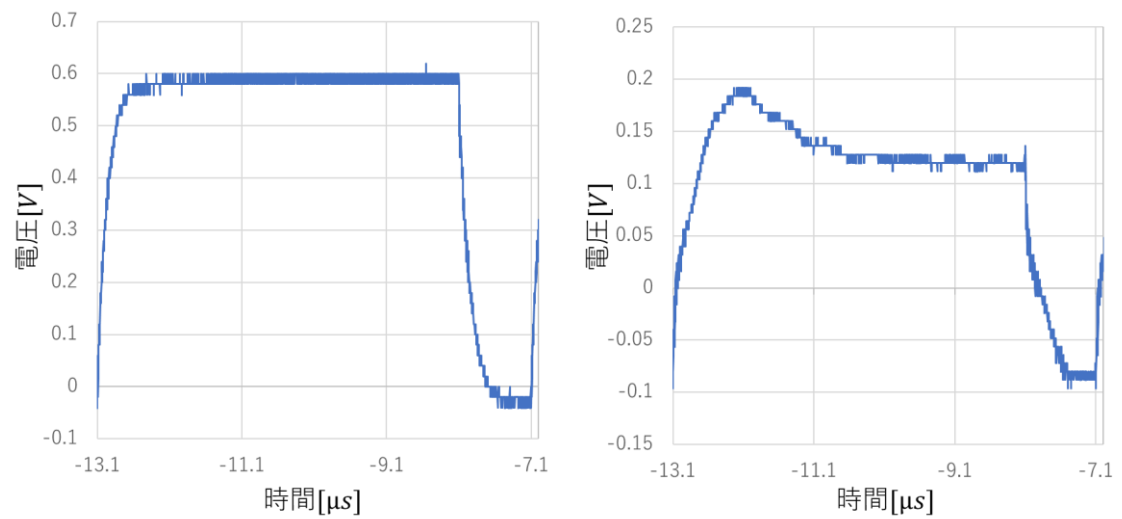


図 4.2.4 条件(v)実験結果



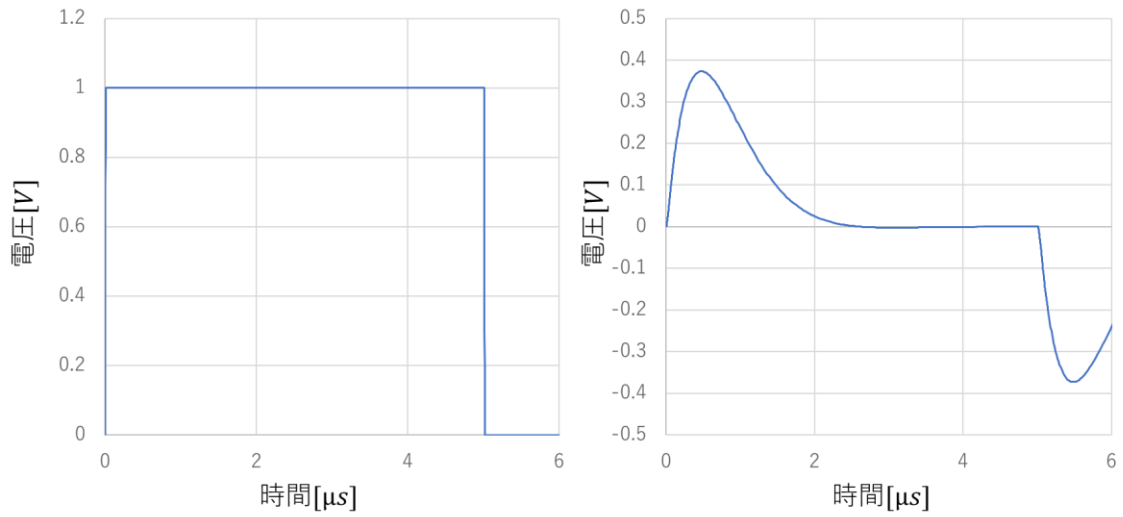


図 4.2.5 条件(v)コイルの抵抗値を考慮しないシミュレーション結果

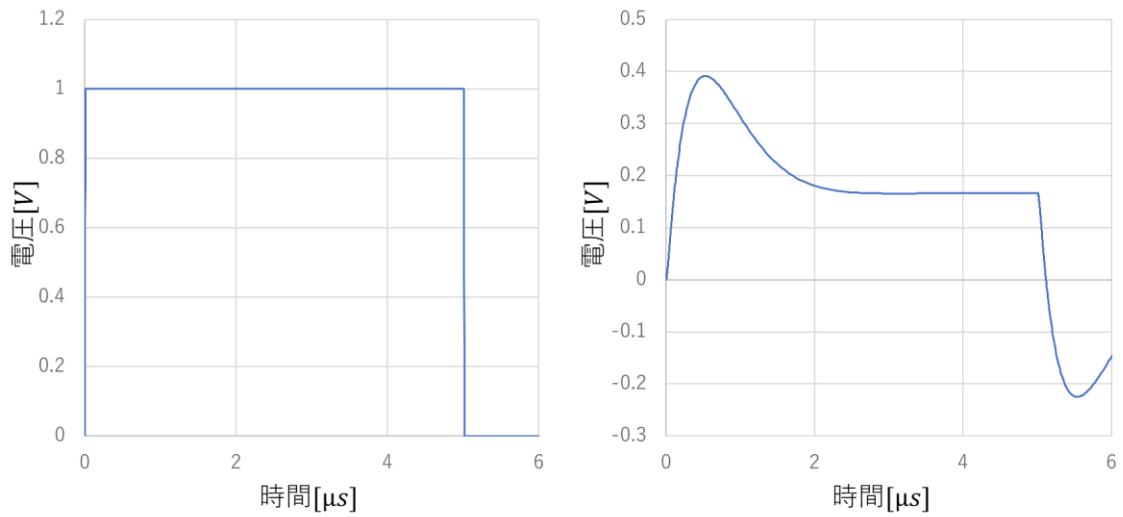


図 4.2.6 条件(v)コイルの抵抗値を考慮したシミュレーション結果

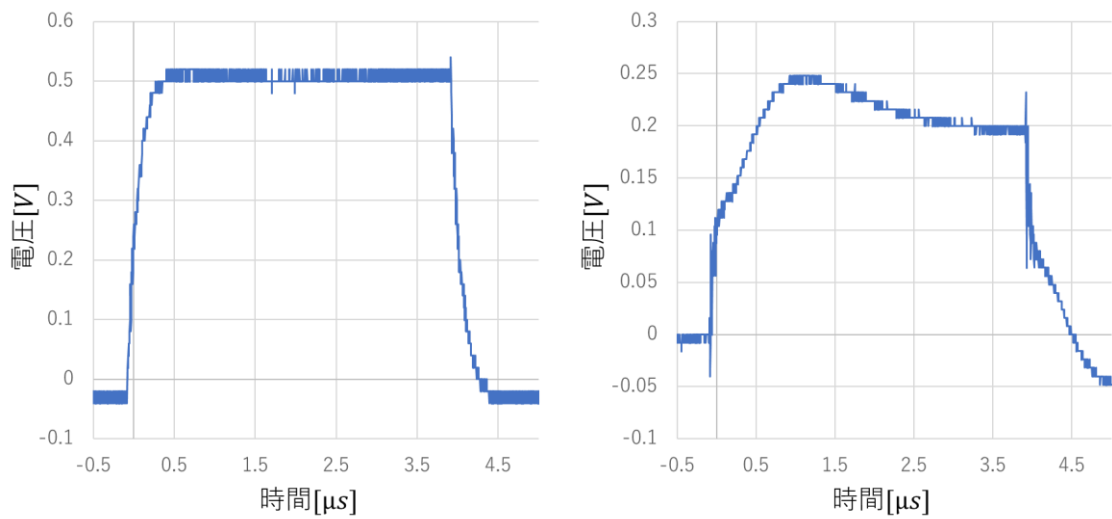


図 4.2.7 条件(viii)実験結果

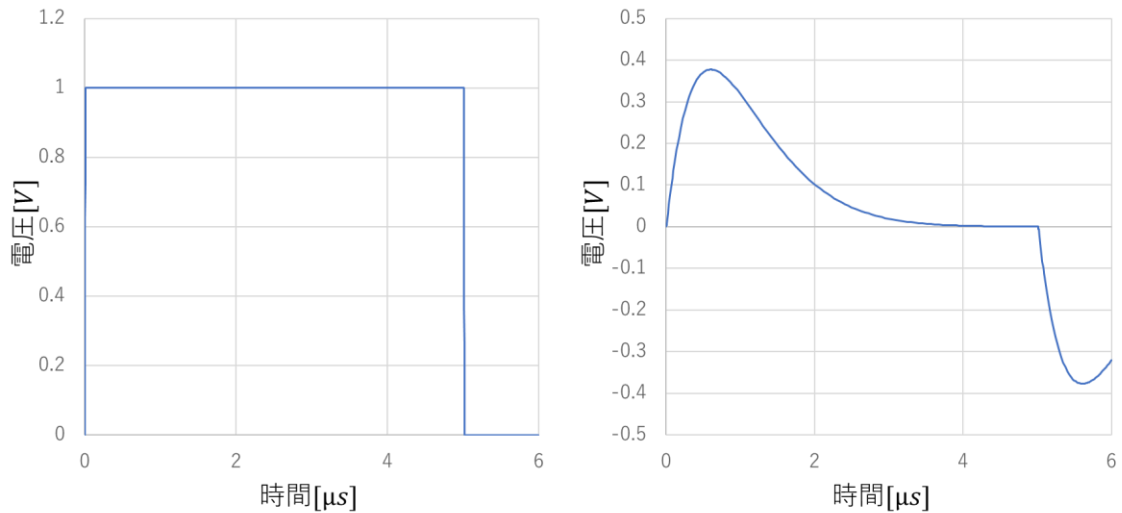


図 4.2.8 条件(viii)コイルの抵抗値を考慮しないシミュレーション結果

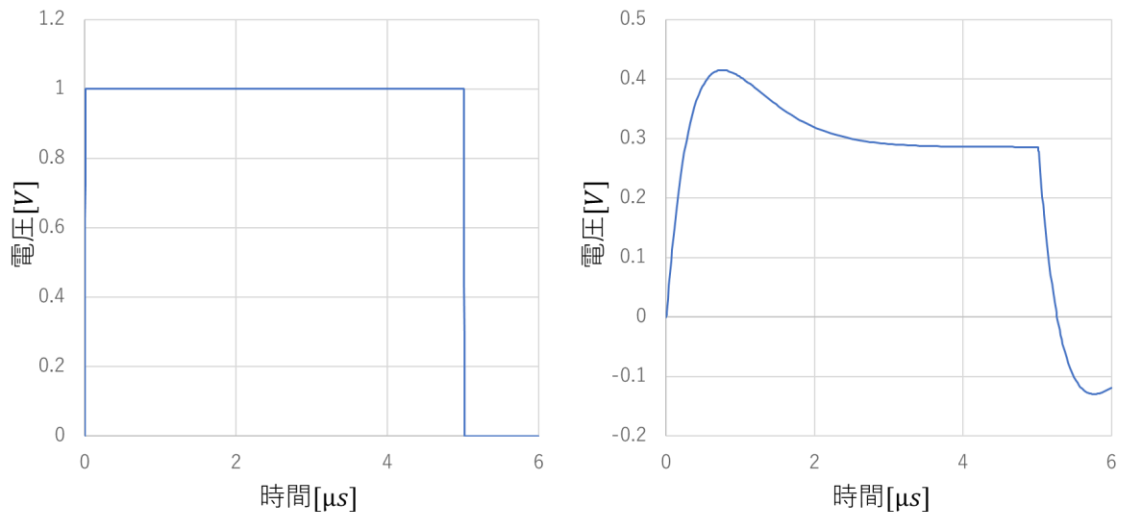


図 4.2.9 条件(viii)コイルの抵抗値を考慮したシミュレーション結果

### 4-3 $C = 33\text{nF}$ の結果

条件 (iii) (vi) (ix) の結果を示す。まず、条件(iii)の結果について、図 4.3.1 に実験結果、図 4.3.2 にコイルの抵抗値を考慮しないシミュレーション結果、図 4.3.3 にコイルの抵抗値を考慮したシミュレーション結果を示す。次に、条件(vi)の結果について、図 4.3.4 に実験結果、図 4.3.5 にコイルの抵抗値を考慮しないシミュレーション結果、図 4.3.6 にコイルの抵抗値を考慮したシミュレーション結果を示す。そして、条件(ix)の結果について、図 4.3.7 に実験結果、図 4.3.8 にコイルの抵抗値を考慮しないシミュレーション結果、図 4.3.9 にコイルの抵抗値を考慮したシミュレーション結果を示す。

図 4.3.1～図 4.3.9 を比較すると、4-1 節、4-2 節と同様、実験結果の波形が少し崩れているが、それぞれの条件において、実験結果とコイルの抵抗値を考慮したシミュレーション結果が同じような波形であることが確認できる。また、条件(vi)と条件(ix)を比較すると、負性容量の追加によって、波形の収束速度が変化していることが確認できる。

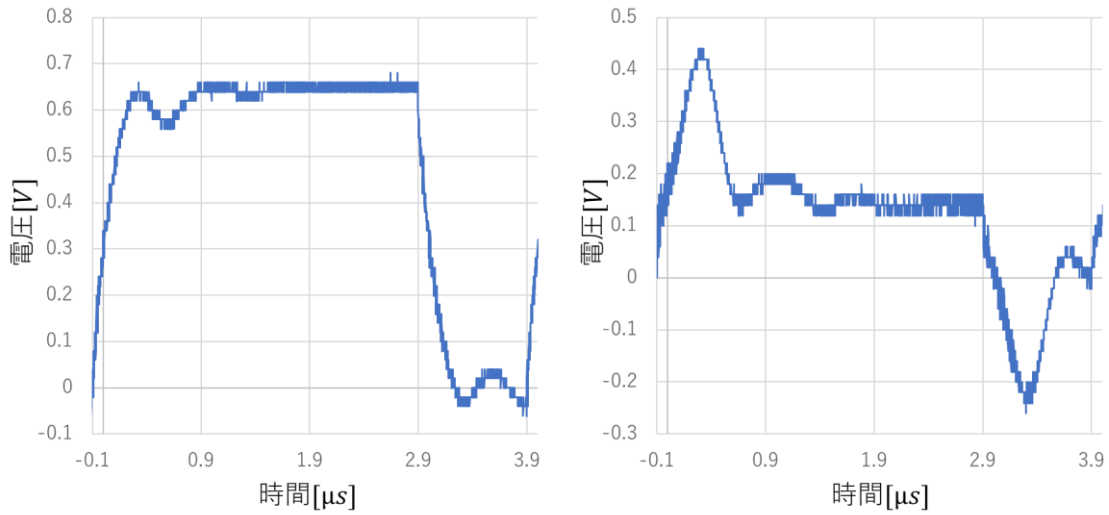


図 4.3.1 条件(iii)実験結果

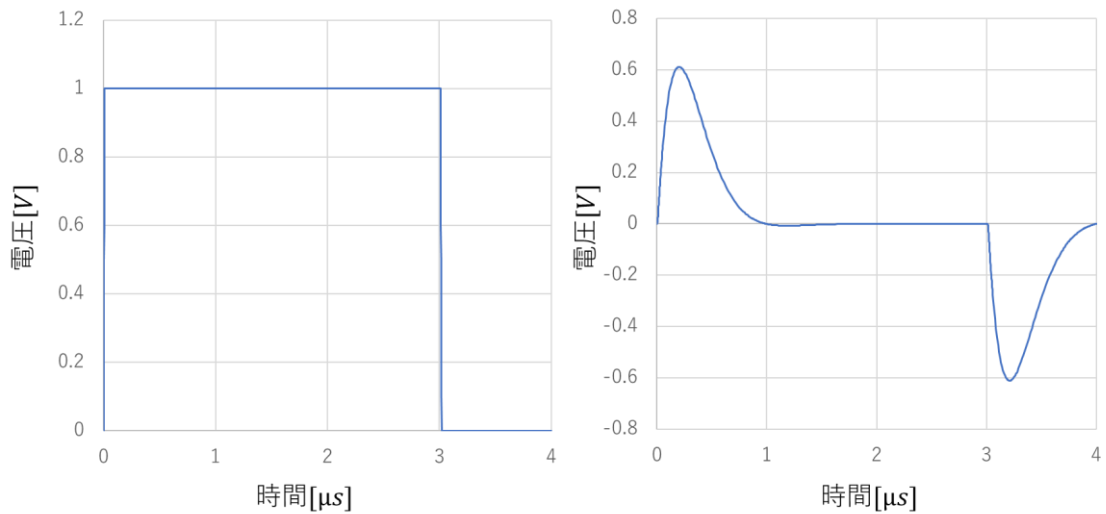


図 4.3.2 条件(iii)コイルの抵抗値を考慮しないシミュレーション結果

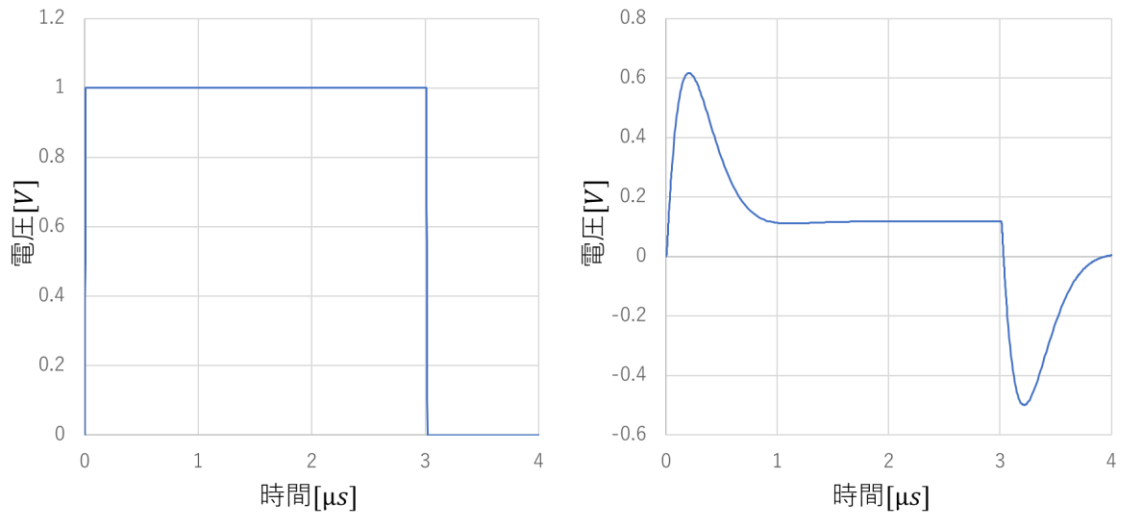


図 4.3.3 条件(iii)コイルの抵抗値を考慮したシミュレーション結果

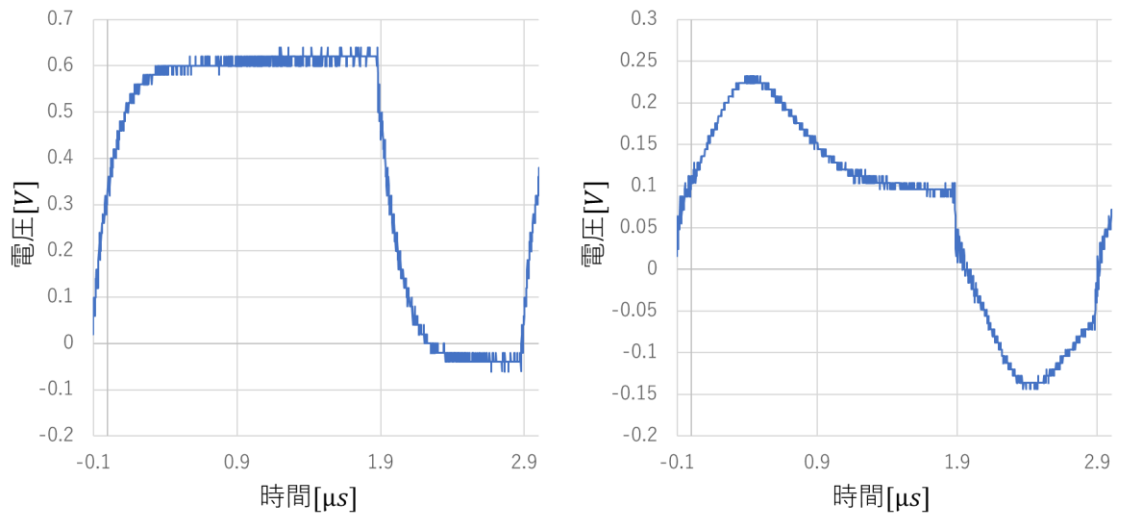


図 4.2.4 条件(vi)実験結果

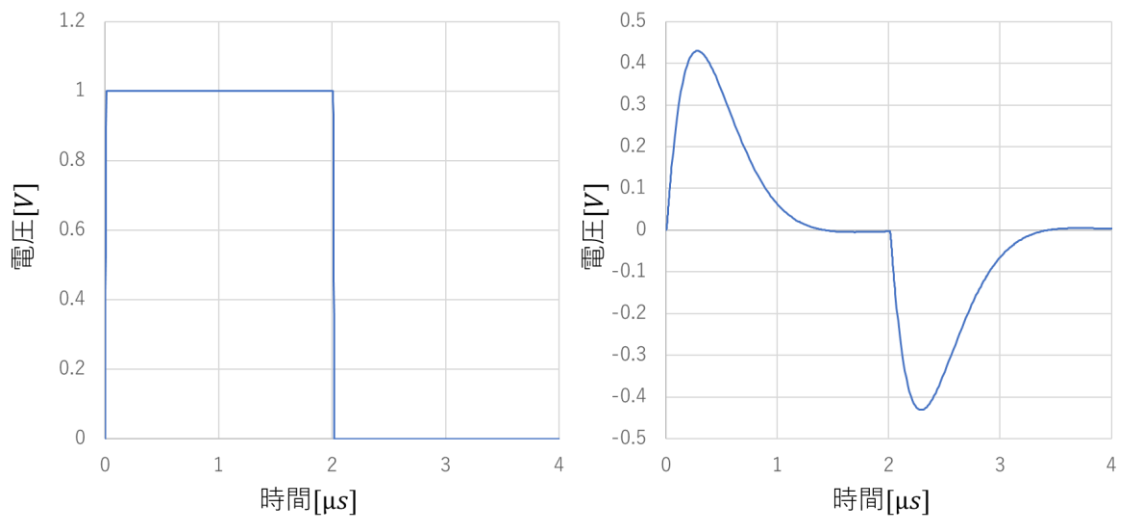


図 4.3.5 条件(vi)コイルの抵抗値を考慮しないシミュレーション結果

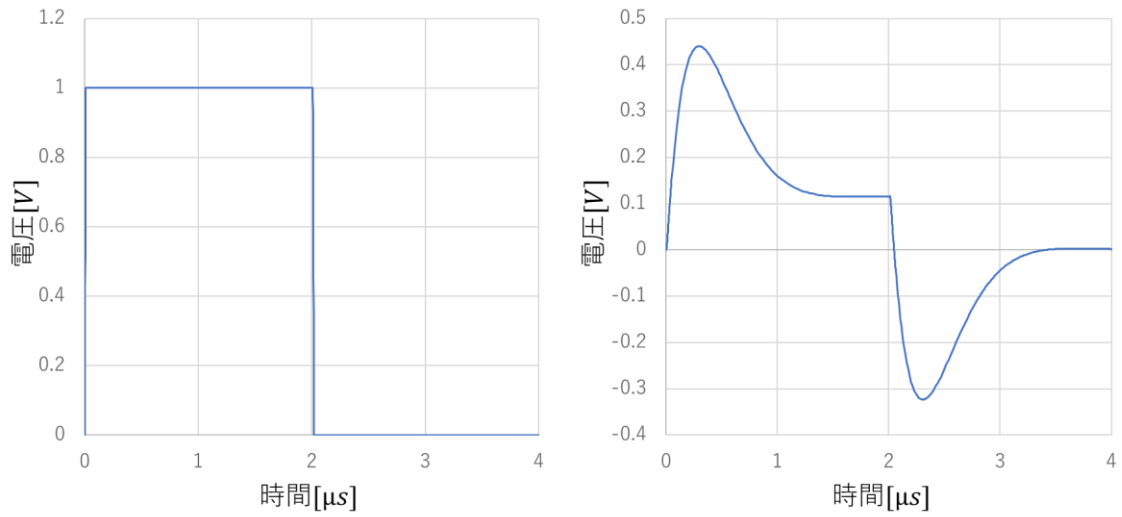


図 4.3.6 条件(vi)コイルの抵抗値を考慮したシミュレーション結果

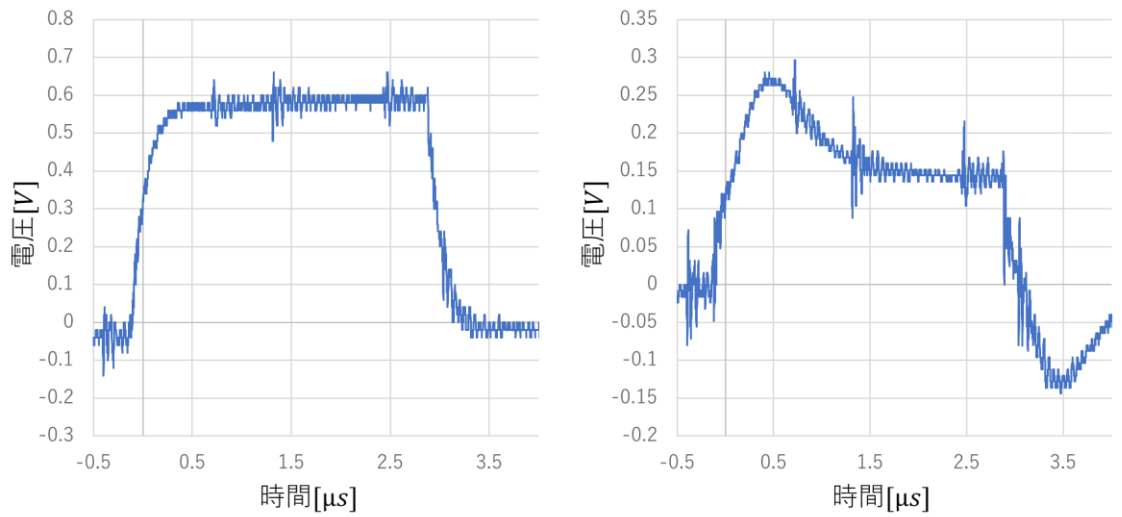


図 4.3.7 条件(ix)実験結果

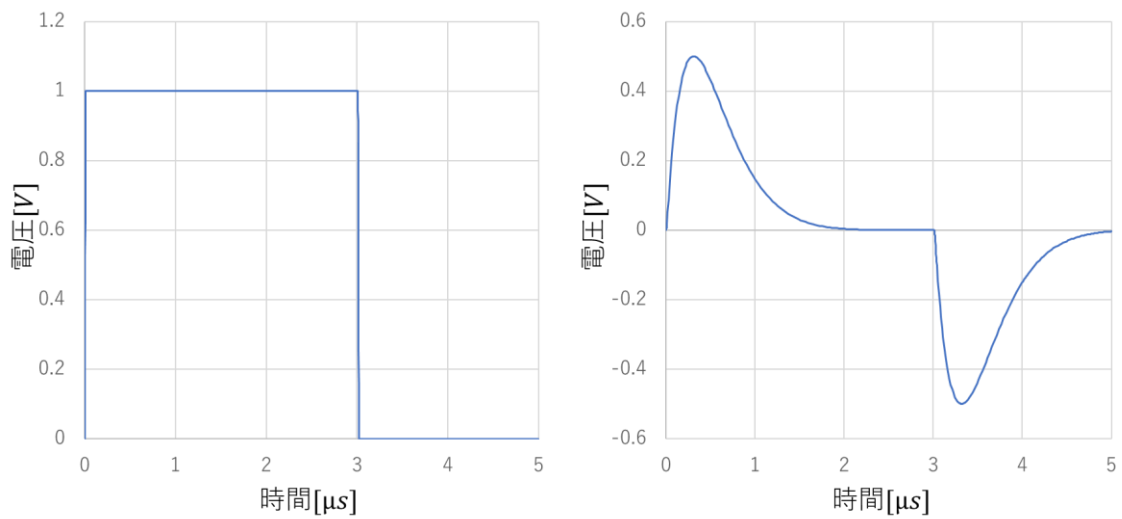


図 4.3.8 条件(ix)コイルの抵抗値を考慮しないシミュレーション結果

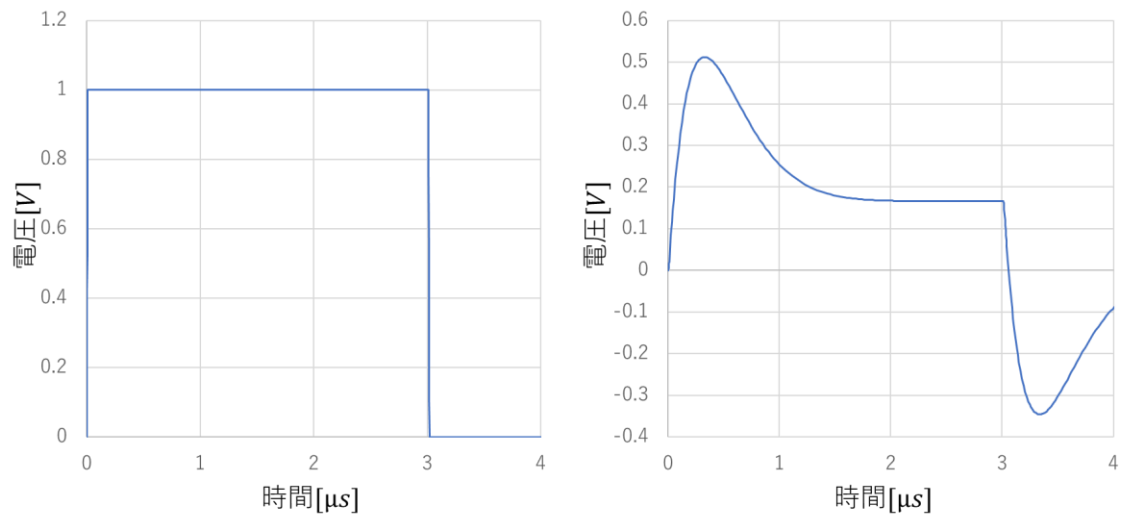


図 4.3.9 条件 (ix) コイルの抵抗値を考慮したシミュレーション結果

## 第5章 まとめ・考察

本研究では、送信機、受信機、二次元通信伝送路からなる送受信系全体の回路を単純化し、大面積化の課題である導電布上の抵抗値 $R_t$ と静電容量 $C$ の増加のいずれかを能動回路素子の追加によって解決する手法を提案した。様々なシミュレーション結果から、負性容量を静電容量 $C$ と並列に接続する手法が最も効果的であると判断した。負性容量に理想オペアンプを使用すれば、容量性負荷の影響を考慮する必要がないため、合成容量をもとの静電容量と比べて1/100程度に低下させることができ、 $R_t$ 、 $C$ の増加の影響を軽減できたが、現実のオペアンプを使用すると、容量性負荷が原因で合成容量の低下には制限があった。

第4章の結果から、実験結果とコイルの抵抗値を考慮したシミュレーション結果を比較すると、ほとんど同じ波形を獲得できていることが確認できた。コイルの抵抗値を、負性抵抗を用いて小さくしたり、実験で使用したコイルよりも抵抗値が低いコイルを使用したりすることで、コイルの抵抗値を考慮していないシミュレーション結果のような、二次遅れ系の伝達関数の波形に近づくと考えられる。また、現実のオペアンプを使用した場合、合成容量の低下には制限があったが、各実験結果において負性容量の追加により、明確に波形の収束速度の向上が確認できた。図5.1と図5.2は、それぞれ第4章で得られた結果の中で特に負性容量の効果が顕著であった条件(v)、(viii)のシミュレーション結果の比較と、条件(vi)、(ix)の実験結果の比較である。図5.3において、 $C = 33\text{nF}$ に対して合成容量を約 $19\text{nF}$ に低下させた場合(条件(vi)、(ix))の結果を正規化して比較した。図5.4のように、負性容量を用いることにより、静電容量 $C$ に対する誤りなしの最大伝送速度 $f_0$ を向上させることができた。

先ほど述べたコイルの抵抗値の問題を解決できれば、負性容量を使用することで、常に図2.6のような二次遅れ系の伝達関数の波形( $te^{-t}$ の形)を得ることが可能になり、大面積化の課題である、導電布のシート抵抗 $R_t[\Omega/\text{sq}]$ 及び静電容量 $C$ の増加への対策として有効であると考えられる。したがって、本研究の手法を用いることにより、静電容量増大によりローパス特性の遮断周波数が低くなる大面積テキスタイル通信の高速化が実現できると考えられる。

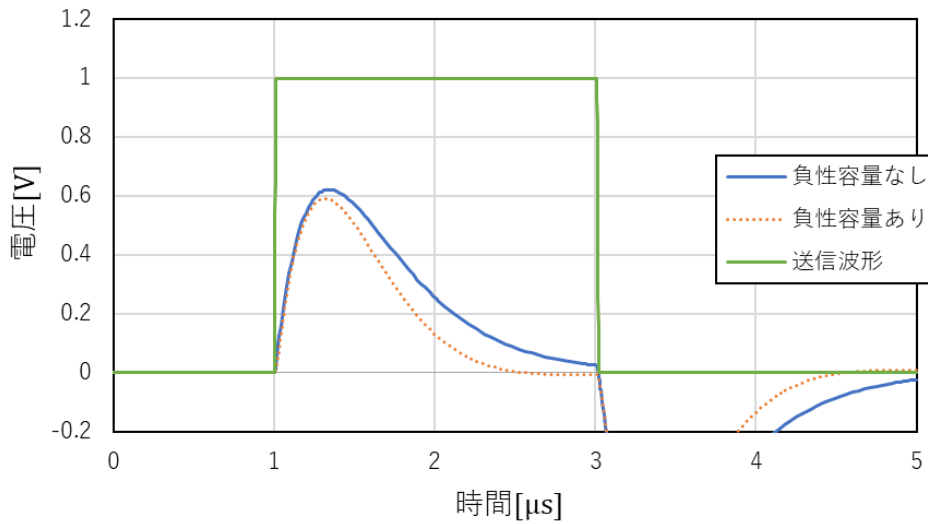


図 5.1  $C = 100\text{nF}$ を用いた場合のシミュレーション結果から確認できる負性容量の影響

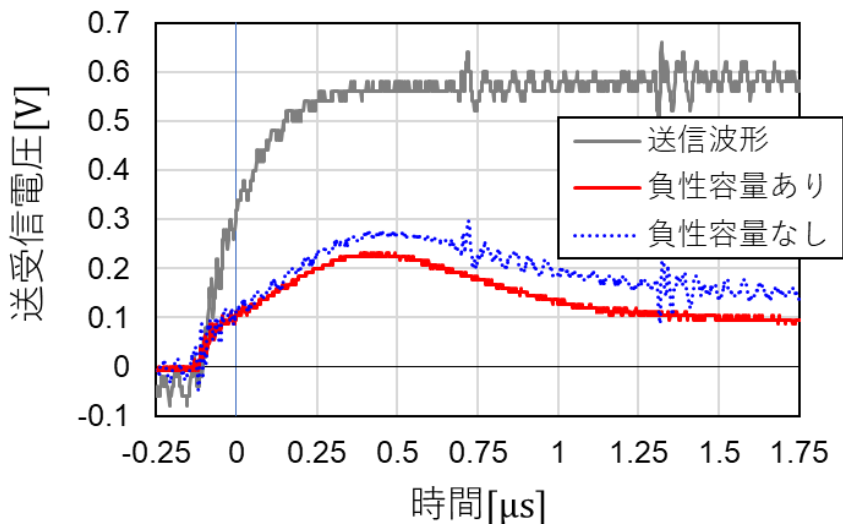


図 5.2  $C = 33\text{nF}$ を用いた場合の実験結果から確認できる負性容量の影響

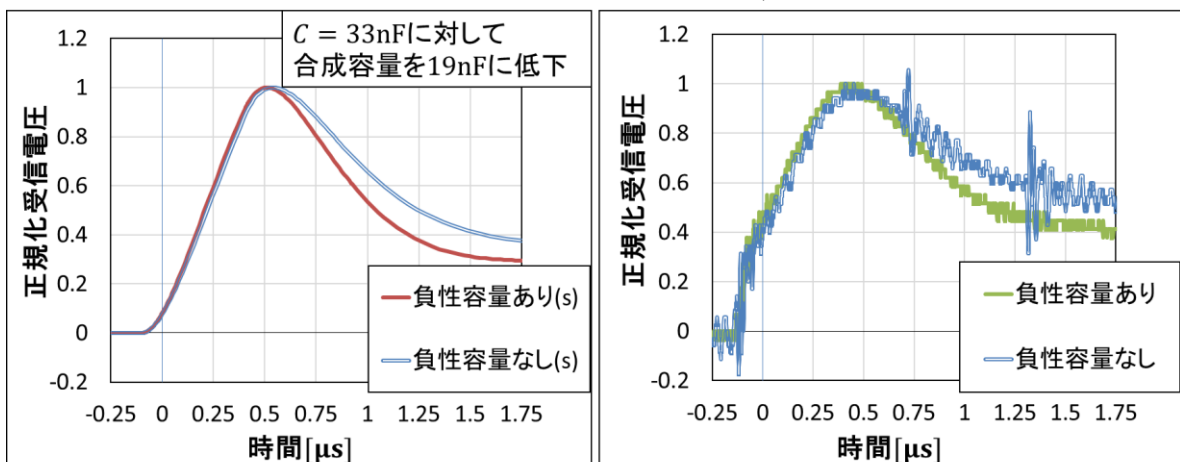


図 5.3 負性容量を用いて $C = 33\text{nF}$ に対して合成容量を約 $19\text{nF}$ に低下させた場合の結果を正規化して比較(左がシミュレーション結果、右が実験結果)



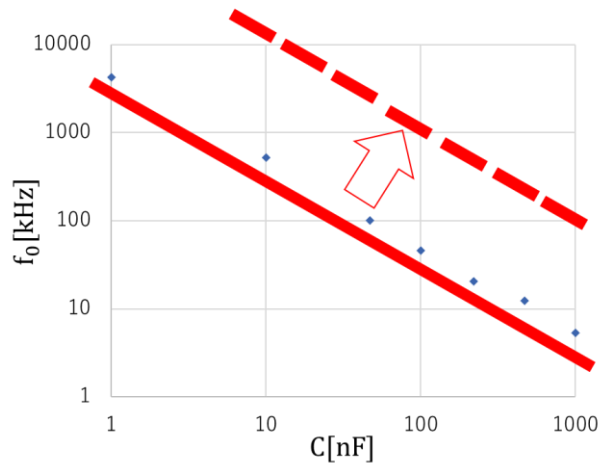


図 5.4 二次元通信シートの静電容量 $C$ と誤りなしの最大伝送速度 $f_0$ の関係。負性容量の使用により静電容量に対する伝送速度を向上させることができた。

**謝辞** 本論文の執筆にあたり、指導をしてくださった野田 聡人准教授に深く感謝を申し上げます。

### 参考文献

- [1]野田 聡人, 岡田 明正, 篠田 裕之, “複数シートの接続による大面積二次元通信”, 日本機械学会ロボティクス・メカトロニクス講演会 2014 講演論文集, pp. 3P1-T06, 富山, May 2014.
- [2]石川静一, 電気磁気学演習, pp45-46, 東京, 学献社, 1998 年 6 月.
- [3] 野田聡人, 田島優輝, 篠田裕之, “ウェアラブル触覚 ディスプレイのための柔軟二次元通信シート上の分布 アクチュエータへの無配線多重給電,” 第 17 回計測自動制御学会システムインテグレーション部門講演会論文集, pp. 1349-1353, 札幌, Dec. 2016.
- [4] 野田聡人, “導電性衣服を用いたウェアラブルネットワークの高速化”, 電子情報通信学会技術研究報告 SRW, 第 SRW2019- 3 巻, pp. 13-15, 厚木, June 2019.
- [5]杉江 俊治, 藤田 政之, フィードバック制御入門, 3 章, 東京, コロナ社, 1999 年 2 月.