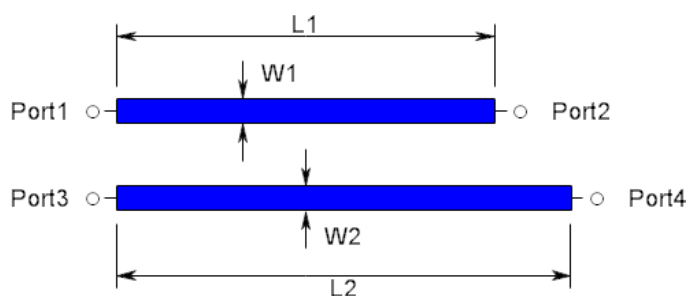


## 3. PCB 設計の勘どころ

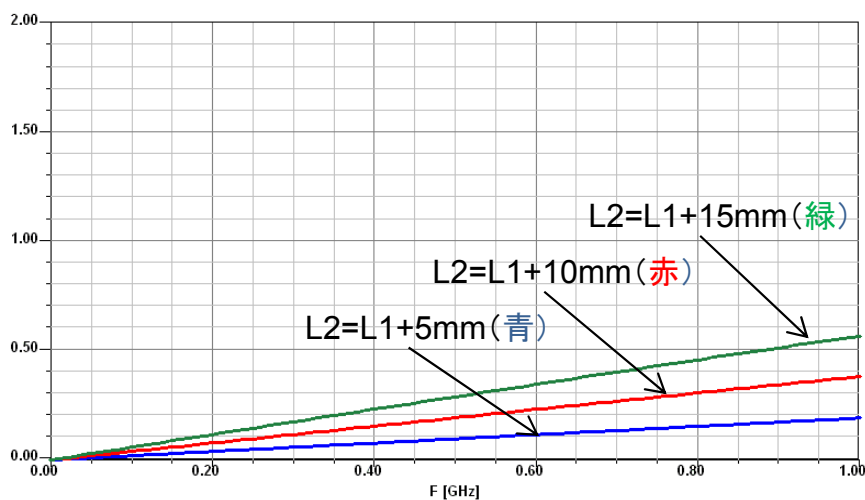
### 3-1 PCB配線長の差異

PCB配線長の差異によるコモンモードノーマルモード変換のシミュレーション例を示します。二本の信号パターンを信号線とリターン線とし、Port1とPort3に同一電圧を印加しコモンモード電圧とした時のPCB配線長差異によるPort2-Port4間の電圧をノーマルモード電圧として観測しています。尚PCBパターンデータは下記の通りです。



- PCB: FR4,  $\epsilon_r=4.6$ ,  $t=1\text{mm}$   
片面ベタグラウンド
- $W1=W2=1.8$  ( $Z0=50\Omega$ )
- $L1=100\text{mm}$
- $L2=L1+5, L1+10, L1+15\text{mm}$

#### コモンモードノーマルモード変換 (port2-port4間)

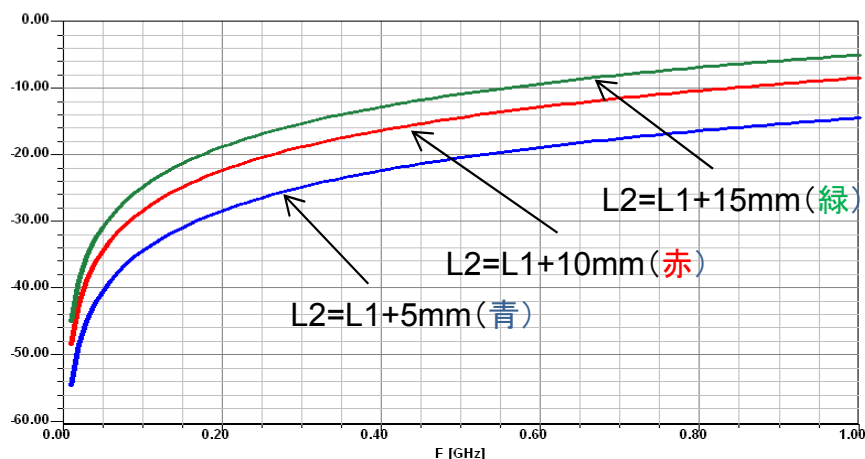


PCB設計時に先ず留意しなければいけない点は信号・リターングラウンド線長に起因する位相回転の差異を最小とし、コモンモードノーマルモード変換を最小とすることです。

シミュレーション例でも解かりますが、パターン長に差異を与えた場合、波長が短い1GHzがコモンモードノーマルモード変換が最も大きくなります。

**信号・リターングラウンド線の長さは同等とすることが望ましい。**

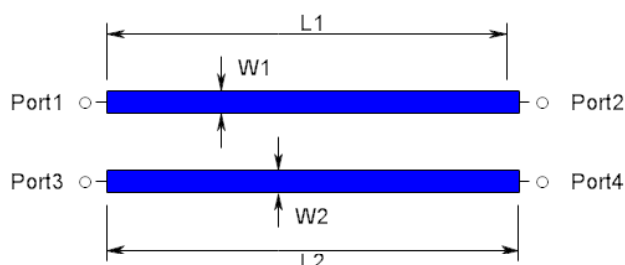
#### コモンモードノーマルモード変換(dB) (port2-port4間)



## 3-2 PCB配線幅の差異(1)

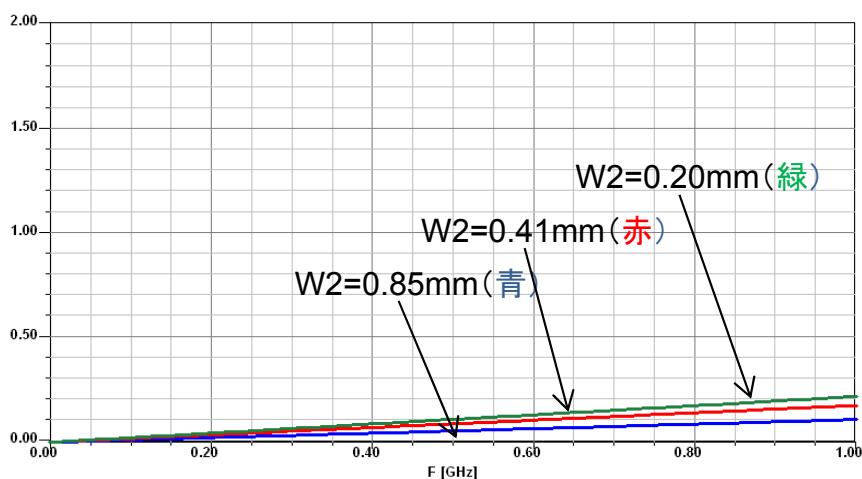
PCB配線長の差異が無い場合、パターン幅の差異(特性インピーダンスの差異)に起因するコモンモードノーマルモード変換のシミュレーション例を示します。

二本の信号パターンを信号線とリターン線とし、Port1とPort3に同一電圧を印加しコモンモード電圧とした時のPCB配線幅差異によるPort2-Port4間の電圧をノーマルモード電圧として観測しています。尚PCBパターンデータは下記の通りです。



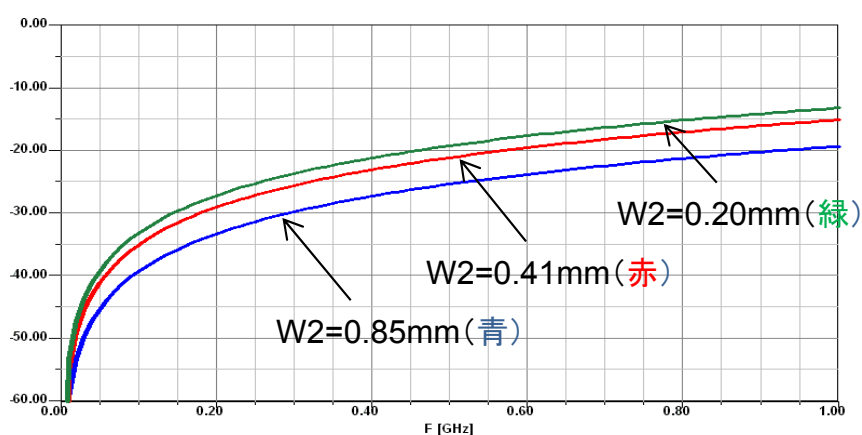
- PCB:FR4,  $\epsilon_r=4.6$ ,  $t=1\text{mm}$   
片面ベタグラウンド
- $L1=L2=100\text{mm}$
- $W1=1.8\text{mm}(Z_0=50\Omega)$
- $W2=0.85\text{mm}(Z_0=75\Omega)$   
 $0.41\text{mm}(Z_0=100\Omega)$   
 $0.20\text{mm}(Z_0=125\Omega)$

### コモンモードノーマルモード変換 (port2-port4間)



シミュレーション例でも解かりますが、パターン長を一定としインピーダンス差異を与えた場合、波長の短い1GHzがコモンモードノーマルモード変換が最も大きくなり、またインピーダンス差異が大きいほどコモンモードノーマルモード変換が大きくなります。

### コモンモードノーマルモード変換(dB) (port2-port4間)

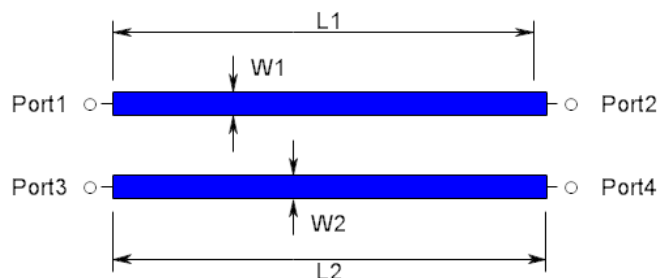


信号・リターングラウンド線の特性インピーダンス(パターン幅)は同等とすることが望ましい。

### 3-3 PCB配線幅の差異(2)

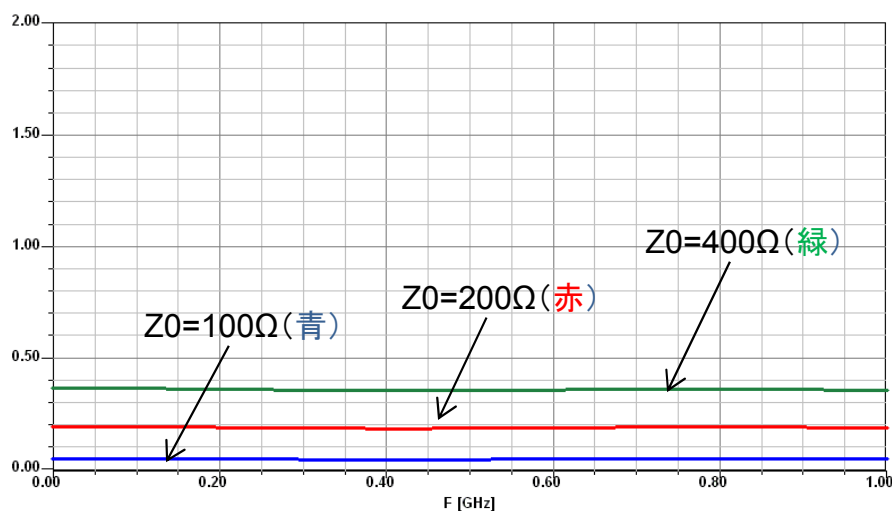
PCB配線長の差異がく、パターン幅の差異(特性インピーダンスの差異)があった場合、それぞれのPortを下記条件で終端した場合のコモンモードノーマルモード変換のシミュレーション例を示します。

二本の信号パターンを信号線とリターン線とし、Port1とPort3に同一電圧を印加しコモンモード電圧とした時のPCB配線幅差異によるPort2-Port4間の電圧をノーマルモード電圧として観測しています。尚PCBパターンデータは下記の通りです。



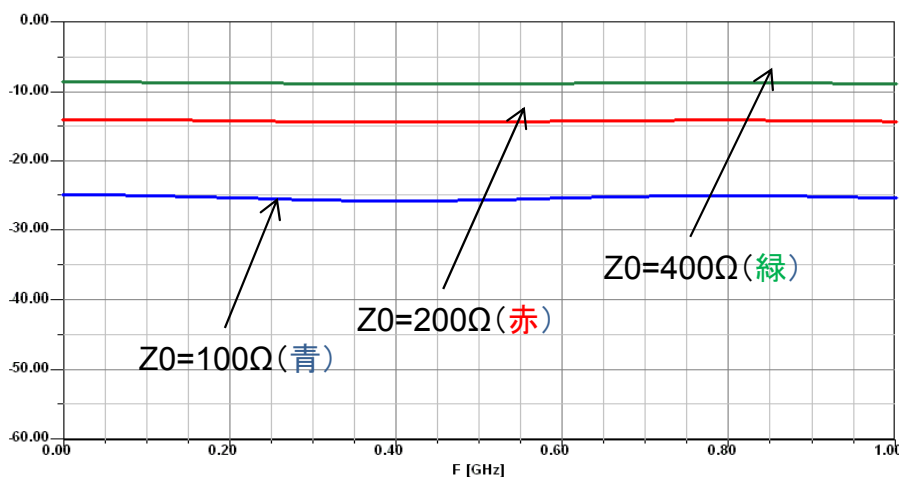
- PCB:FR4,  $\epsilon_r=4.6$ ,  $t=1\text{mm}$   
片面ベタグラウンド
- $L1=L2=100\text{mm}$
- Port1,Port2,Port3( $Z_0=50\Omega$ )
- Port4( $Z_0=100,200,400\Omega$ )

#### コモンモードノーマルモード変換 (port2-port4間)



シミュレーション例を見てお解かりの通り、前頁の結果と同様の結果ですが、変換値が大きくなっていることが分かります。

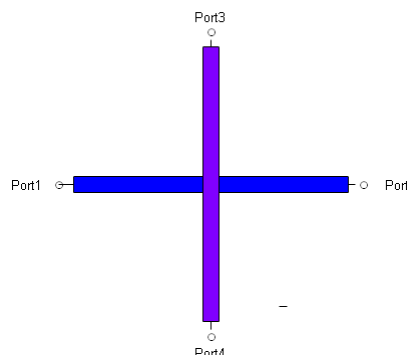
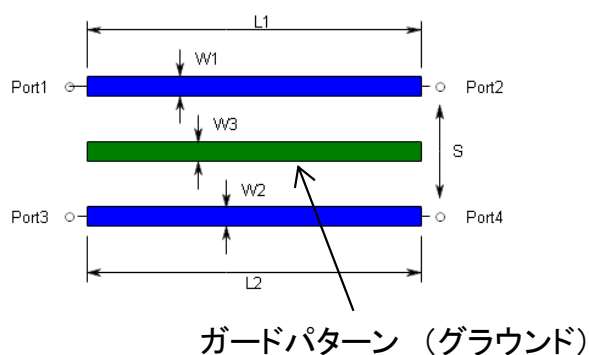
#### コモンモードノーマルモード変換(dB) (port2-port4間)



信号・リターングラウンド線の特性インピーダンス(パターン幅)は同等とすることが望ましくまたパターンの終端条件にも留意する必要があります。

### 3-4 配線間クロストーク

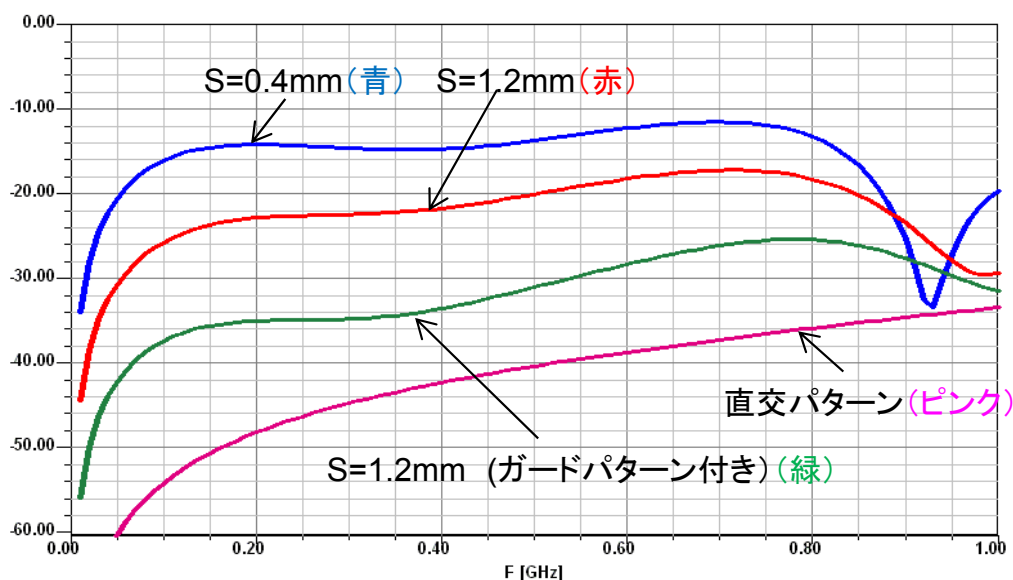
PCB配線が同等で、パターン幅の差異(特性インピーダンスの差異)も無く、尚且つ終端整合している並行パターンと直交パターン間クロストークのシミュレーション例です。



- PCB: FR4,  $\epsilon_r=4.6$ ,  $t=1\text{mm}$   
片面ベタグラウンド
- $W_1=W_2=0.4\text{mm}$  ( $Z_0=100\Omega$ )

- $L_1=L_2=100\text{mm}$
- $S=0.4\text{mm}$ ,  $1.2\text{mm}$ ,  
 $1.2\text{mm}$ (ガードパターン付き)

コモンモードノーマルモード変換(dB) (port2-port4間)

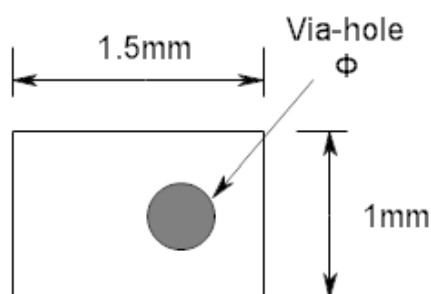


解析結果からも明らかですが、パターン間隔を大きくするほどクロストークは小さくなります。また重要パターン間のクロストークの低減にはパターン間にガードパターンを設置することが非常に効果があることが分かります。また直交パターンのクロストークが最小になります。

**重要信号パターン間のクロストーク軽減にはパターン間にガードパターンの設置が非常に効果があります。**

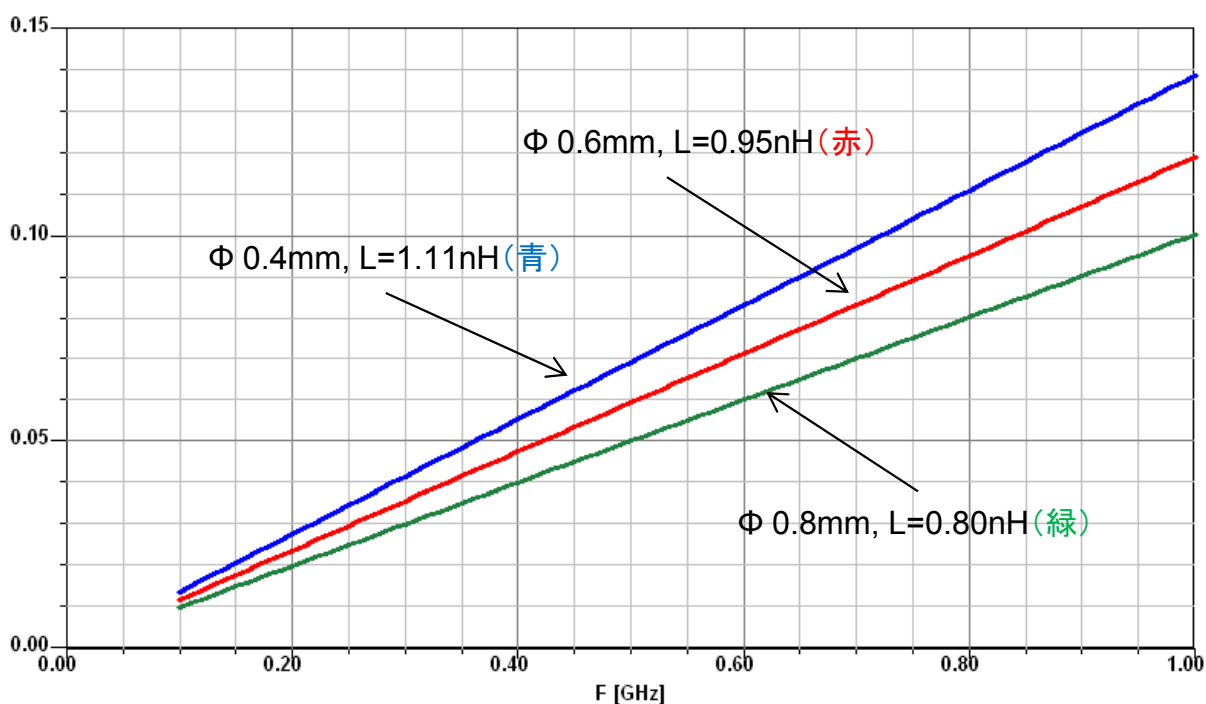
### 3-5 ビアホール of インダクタンス差異

PCB配線に使用するビアホールのインダクタンスをシミュレーション解析した例を示します。解析したパターンデータは下記に示します。



- ・PCB:FR4,  $\epsilon_r=4.6$ ,  $t=1\text{mm}$   
片面ベタグラウンド
- ・ $\Phi=0.4\text{mm}$ ,  $0.6\text{mm}$ ,  $0.8\text{mm}$

ビアホール リアクタンス  $j\omega L$  ( $\times 50\Omega$ )



インダクタンスはホール直径が大きいほど小さくなりますが、今回のシミュレーションの様に1GHz までの周波数では $\Phi 0.4\text{mm}$ でも充分低いインダクタンスが得られます。今回のシミュレーションはビアホールを導体円柱で実施しましたが、実際のPCB工程ではPCB誘電体に穿った孔の側壁に金属メッキするわけですから、メッキ状態の管理(全側壁の何%がメッキで覆われるか)が重要です。

**特にデカップリングコンデンサ・LPFの設置部のビアホールのインダクタンスには注意が必要です。**