

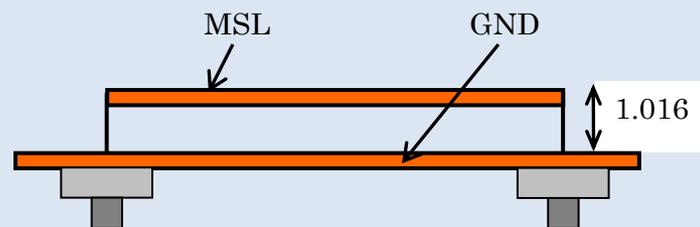
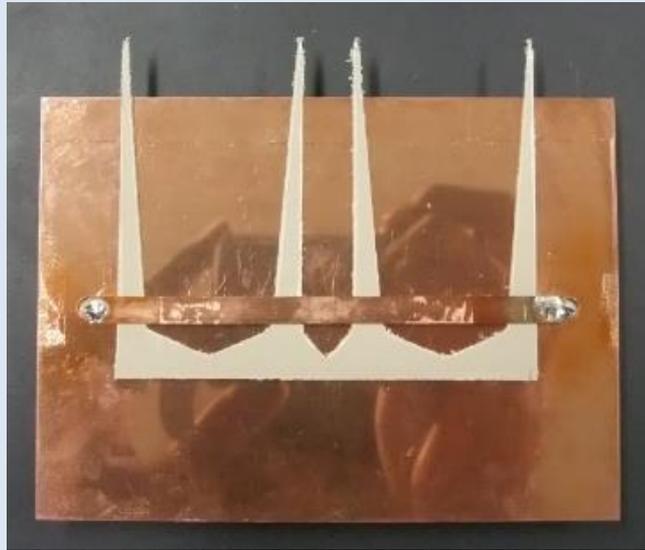
# M字型誘電体移相器の従属接続構造による 広帯域誘電体移相器の設計手法に関する検討

吉村 拓馬    ○武田 茂樹  
鹿子嶋 憲一    梅比良 正弘

茨城大学工学部

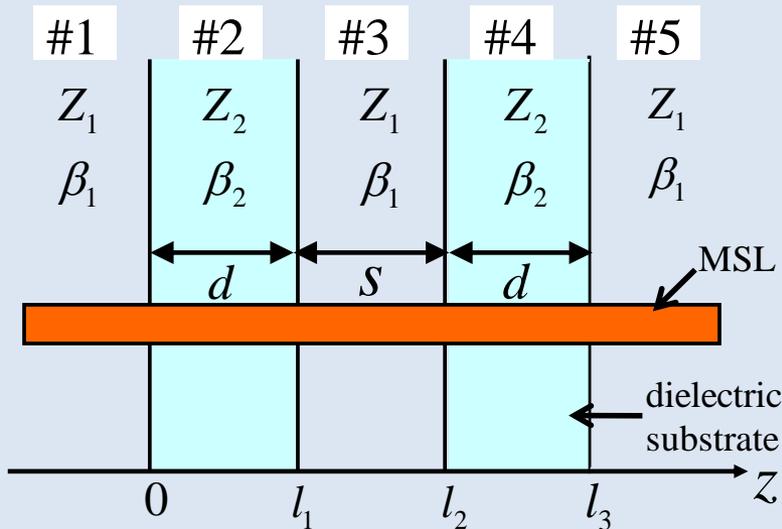
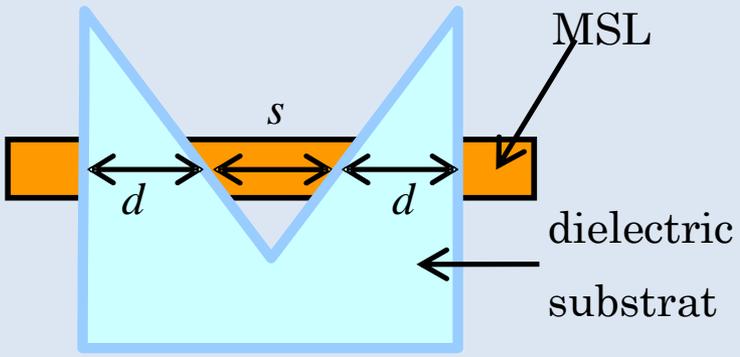


# 試作したM字型誘電体移相器の従属接続構造



# 西本らにより提案されているM字型誘電体移相器の設計式

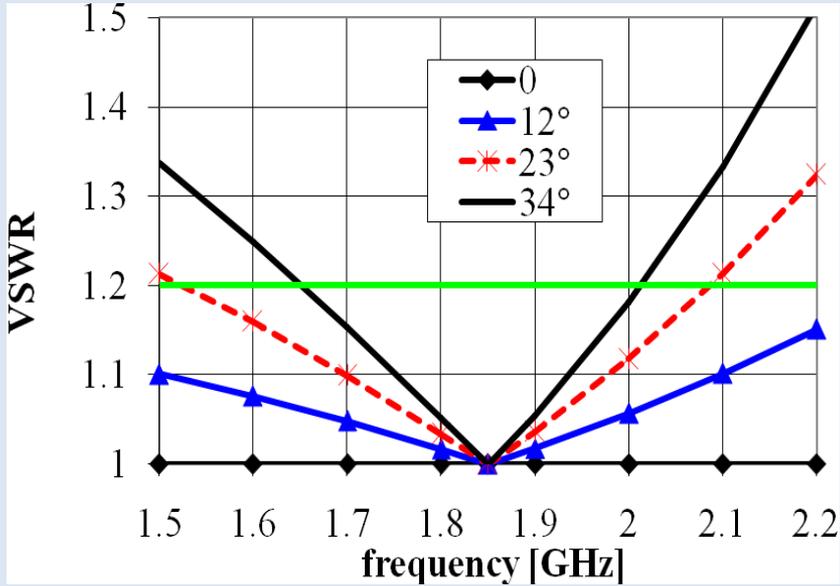
- ・M字型誘電体移相器（2層型誘電体移相器）
- ・反射ゼロ（インピーダンス整合）を実現できる
- ・誘電体層幅と空気層幅の関係式を反射係数から導出



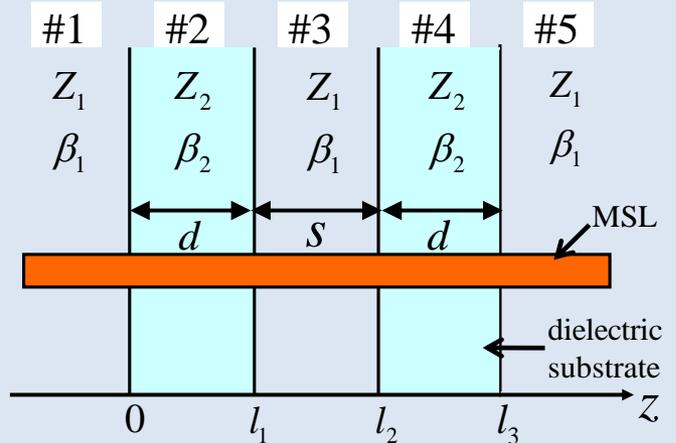
$$s = \frac{1}{\beta_1} \tan^{-1} \left[ \frac{2}{\tan(\beta_2 d)} \frac{Z_1 Z_2}{Z_1^2 + Z_2^2} \right]$$

# 研究背景・目的

周波数帯 1.5GHz, 1.7GHz, 2GHz帯  
 周波数範囲 1.5GHz～ 2.2GHz  
 中心周波数 1.85GHz  
 比帯域 38%  
 VSWR 1.2以下  
 移相量 34° (目標 60°)



M字型誘電体移相器 (2層型誘電体移相器)



M字型移相器では帯域幅が不足



更なる広帯域移相器の設計方法の確立が必要

# 移相器の設計式 (透過係数・反射係数・移相量・VSWR)

- ・多層構造の透過係数・反射係数解析
- ・媒質境界での電流・電圧の連続性
- ・連立方程式法と波動行列法

$$\begin{cases} V^1(z) = Ae^{-j\beta_1 z} + Be^{j\beta_1 z} \\ I^1(z) = \frac{1}{Z_1} (Ae^{-j\beta_1 z} - Be^{j\beta_1 z}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} V^2(z) = Ce^{-j\beta_2 z} + De^{j\beta_2 z} \\ I^2(z) = \frac{1}{Z_2} (Ce^{-j\beta_2 z} - De^{j\beta_2 z}) \end{cases}$$

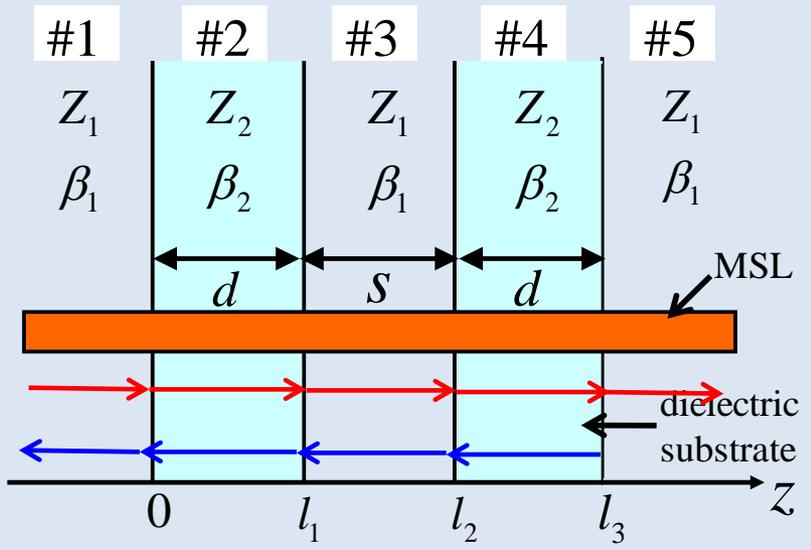
$$\begin{cases} V^3(z) = Ee^{-j\beta_1 z} + Fe^{j\beta_1 z} \\ I^3(z) = \frac{1}{Z_1} (Ee^{-j\beta_1 z} - Fe^{j\beta_1 z}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} V^4(z) = Ge^{-j\beta_2 z} + He^{j\beta_2 z} \\ I^4(z) = \frac{1}{Z_2} (Ge^{-j\beta_2 z} - He^{j\beta_2 z}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} V^5(z) = Ie^{-j\beta_1 z} \\ I^5(z) = \frac{1}{Z_1} Ie^{-j\beta_1 z} \end{cases}$$

Aを既知と(=1)して、未知数B, C, D, E, F, G, H, Iを求める

$$\begin{cases} V^1(0) = V^2(0) & V^2(l_1) = V^3(l_1) \\ I^1(0) = I^2(0) & I^2(l_1) = I^3(l_1) \end{cases}$$

$$\begin{cases} V^3(l_2) = V^4(l_2) & V^4(l_3) = V^5(l_3) \\ I^3(l_2) = I^4(l_2) & I^4(l_3) = I^5(l_3) \end{cases}$$


# 移相器の設計式 (透過係数・反射係数・移相量・VSWR)

$$\begin{cases} V^1(z) = Ae^{-j\beta_1 z} + Be^{j\beta_1 z} \\ I^1(z) = \frac{1}{Z_1} (Ae^{-j\beta_1 z} - Be^{j\beta_1 z}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} V^2(z) = Ce^{-j\beta_2 z} + De^{j\beta_2 z} \\ I^2(z) = \frac{1}{Z_2} (Ce^{-j\beta_2 z} - De^{j\beta_2 z}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} V^3(z) = Ee^{-j\beta_1 z} + Fe^{j\beta_1 z} \\ I^3(z) = \frac{1}{Z_1} (Ee^{-j\beta_1 z} - Fe^{j\beta_1 z}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} V^4(z) = Ge^{-j\beta_2 z} + He^{j\beta_2 z} \\ I^4(z) = \frac{1}{Z_2} (Ge^{-j\beta_2 z} - He^{j\beta_2 z}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} V^5(z) = Ie^{-j\beta_1 z} \\ I^5(z) = \frac{1}{Z_1} Ie^{-j\beta_1 z} \end{cases}$$

反射係数

$$R = B$$

透過係数

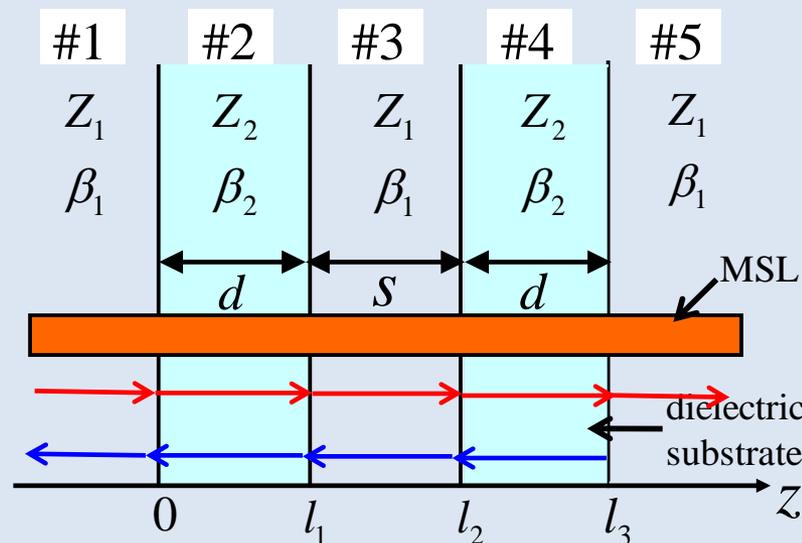
$$T = Ie^{-j(2d+s)\beta_1} = |T|e^{j\phi}$$

移相量

$$\Delta\phi = \phi - (-\beta_1(2d + s))$$

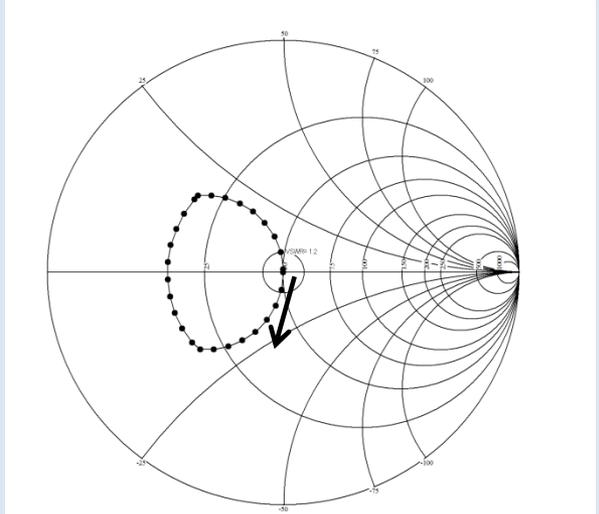
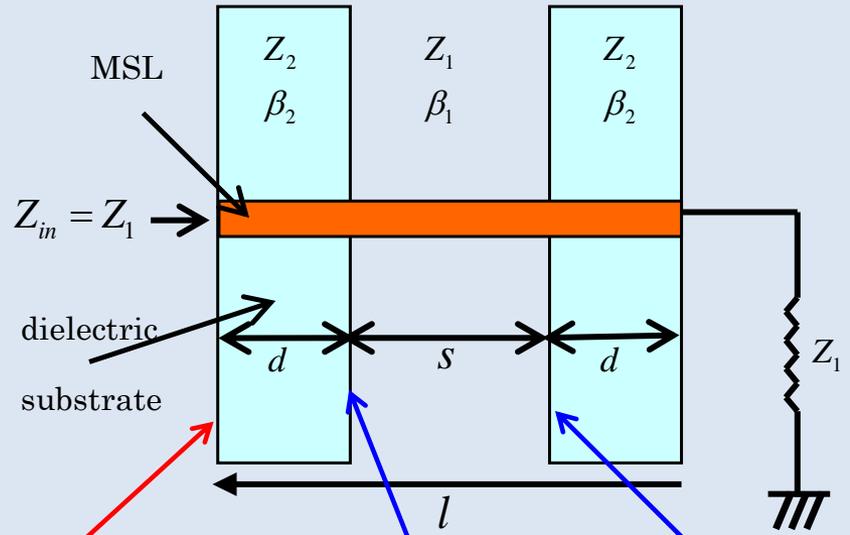
VSWR

$$VSWR = \frac{1 + |R|}{1 - |R|}$$



# 移相器の設計式(空気層幅の設計式)

- ・西本らの設計式を、入力インピーダンスの関係式から導出
- ・よりシンプルに導出できる(Maximaにより導出)
- ・多層化される場合も同様に計算



ℓに対する入力インピーダンス変化の一例(空気層→整合)

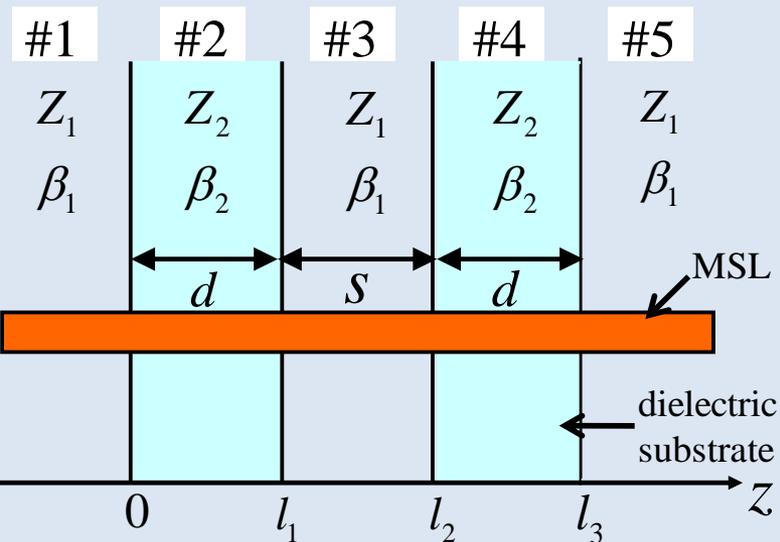
$$Z(d+s) = Z_1 \frac{Z(d) + jZ_1 \tan \beta_1 s}{Z_1 + jZ(d) \tan \beta_1 s}$$

$$Z(d) = Z_2 \frac{Z_1 + jZ_2 \tan \beta_2 d}{Z_2 + jZ_1 \tan \beta_2 d}$$

$$Z_{in} = Z(2d+s) = Z_2 \frac{Z(d+s) + jZ_2 \tan \beta_2 d}{Z_2 + jZ(d+s) \tan \beta_2 d}$$

$$s = \frac{1}{\beta_1} \tan^{-1} \left[ \frac{2}{\tan(\beta_2 d)} \frac{Z_1 Z_2}{Z_1^2 + Z_2^2} \right]$$

# sとdを求めるために反射ゼロと所要移相量を連立



反射係数

$$R = 0$$

透過係数

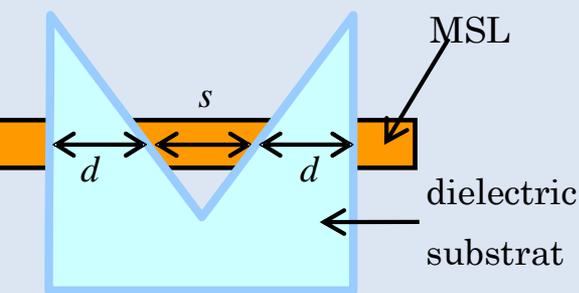
$$T = I e^{-j(2d+s)\beta_1} = |T| e^{j\phi}$$

移相量

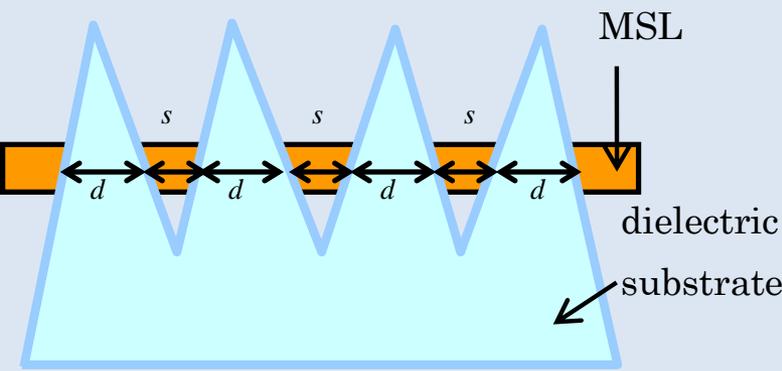
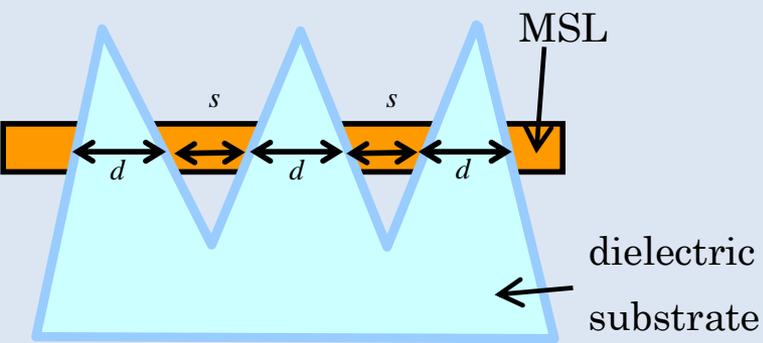
$$\Delta\phi = \phi - (-\beta_1(2d + s))$$

未知数のsとdに対して、2個の方程式が立つが、複雑で解けない

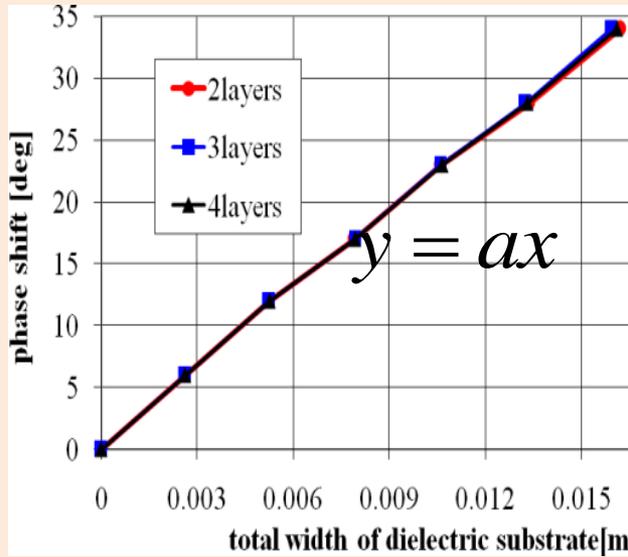
# 移相器の特性(均一多層化)



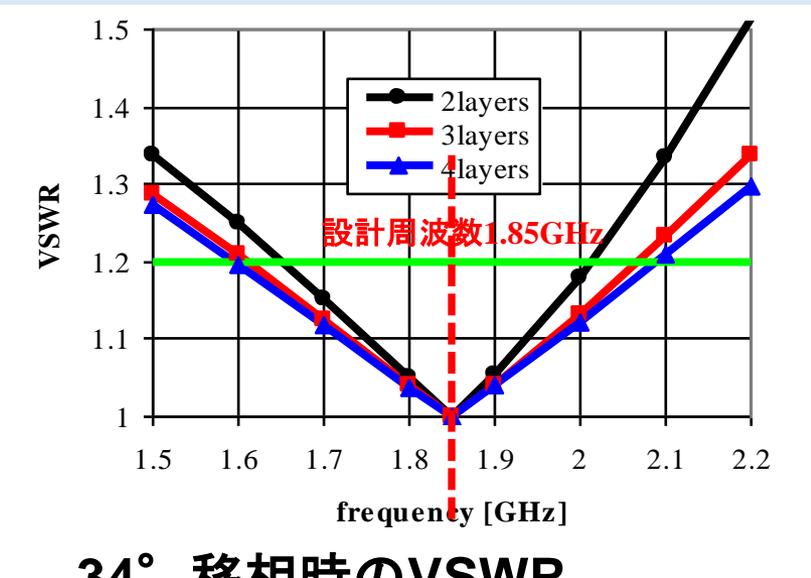
$$s = \frac{1}{\beta_1} \tan^{-1} \left[ \frac{2}{\tan(\beta_2 d)} \frac{Z_1 Z_2}{Z_1^2 + Z_2^2} \right]$$



・誘電体層の総幅と移相量の関係  
(直線に近い近似式よりdを容易に決められる)

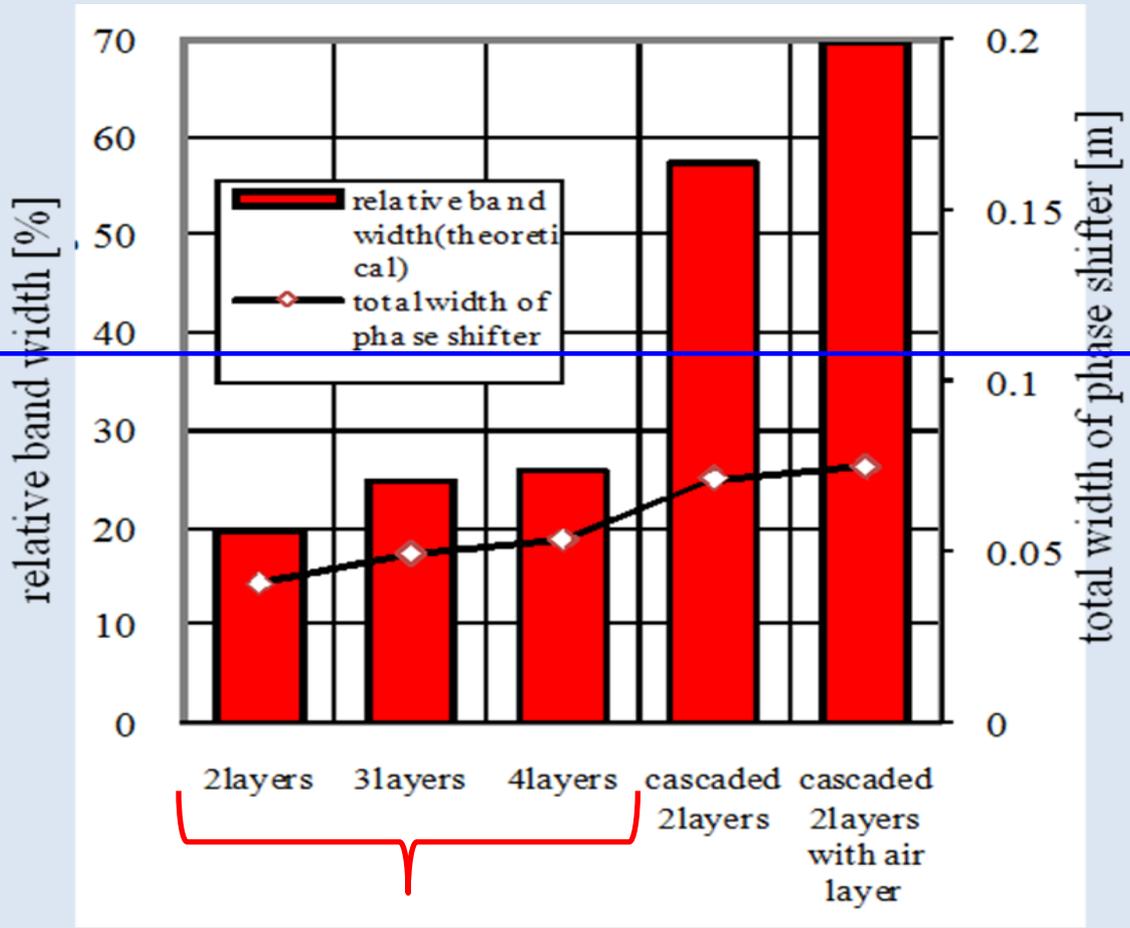


・反射係数から  
 $R = 0$



34° 移相時のVSWR  
(帯域幅の増加量は少ない)<sup>9</sup>

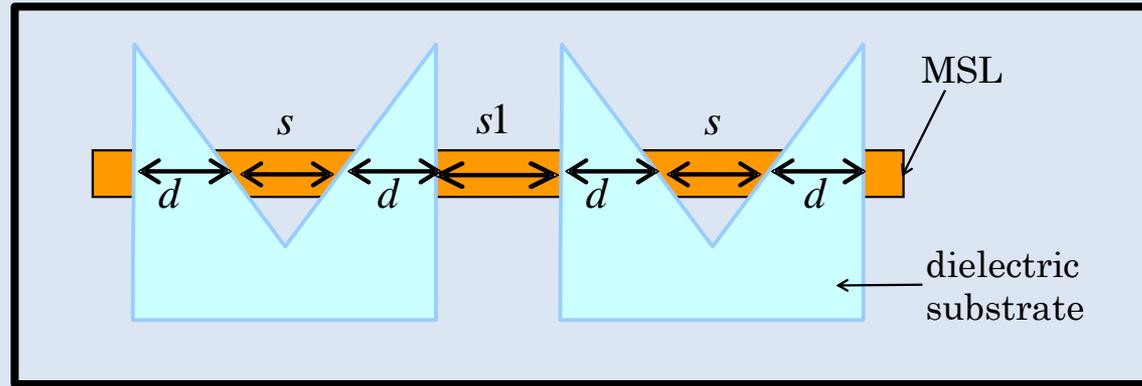
# 比較



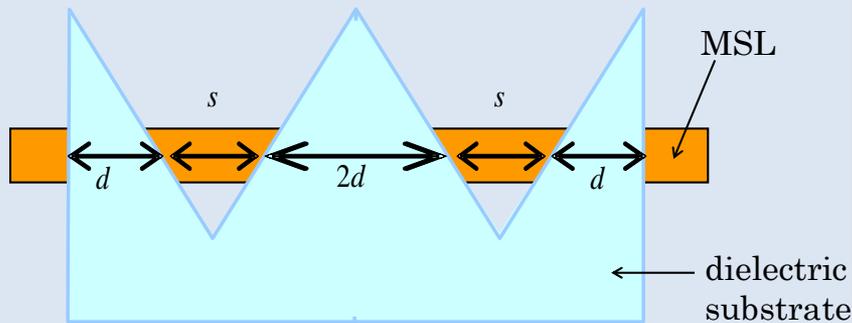
38%

層数を均一の幅で増加させても、帯域幅の増加量は少なく、目標値を達成できない

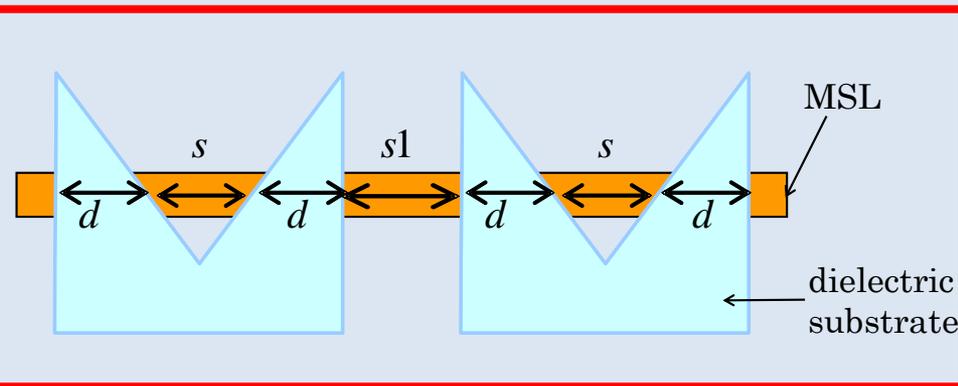
# M字型誘電体移相器の従属接続構(不均一多層化)



M字型誘電体移相器の従属接続構

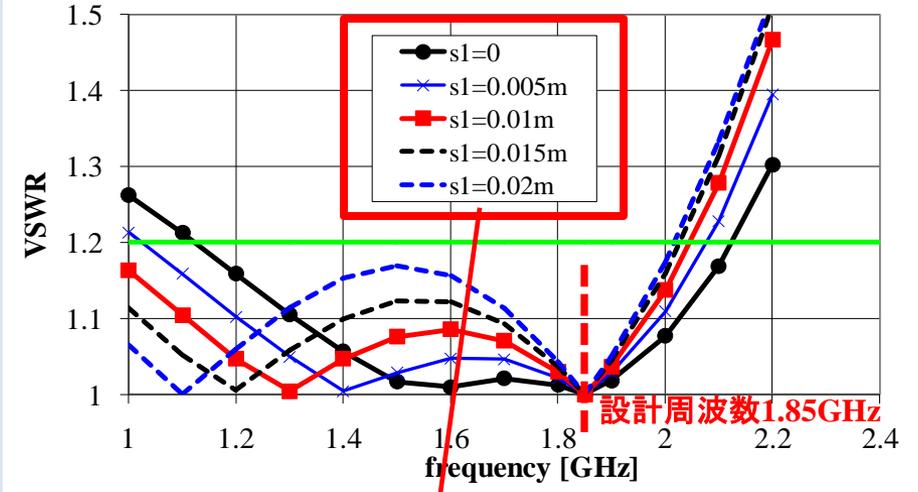


足し合わせ3層型誘電体移相器

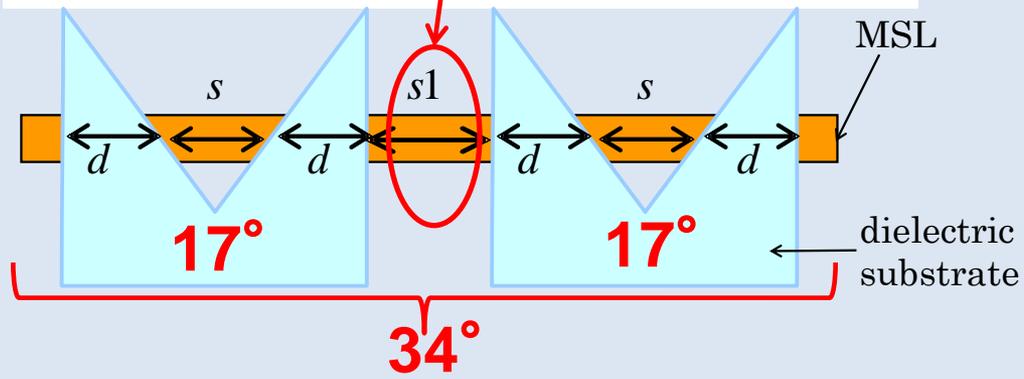


足し合わせ4層型誘電体移相器

# M字型誘電体移相器の従属接続構の設計方法



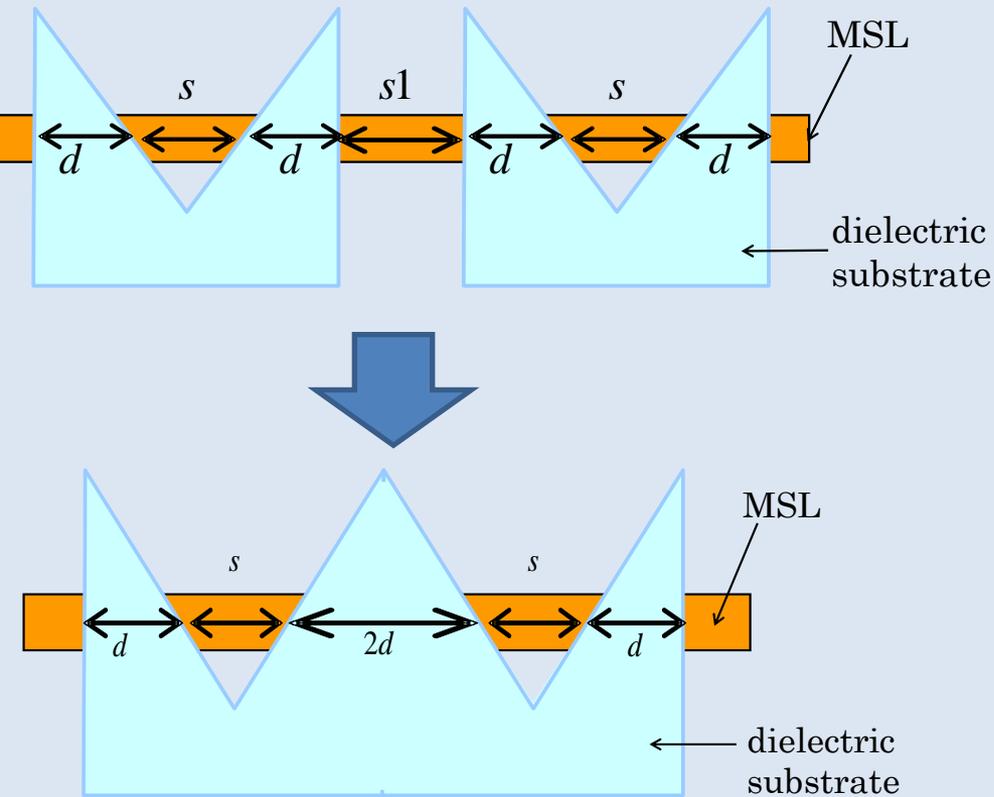
d(m)	0.00395
s(m)	0.0327142
s1(m)	0~0.02



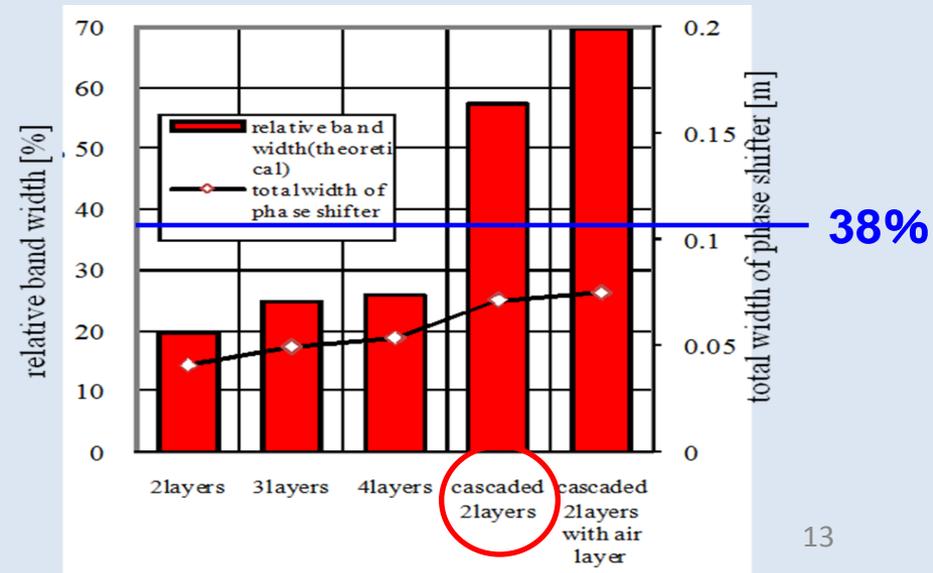
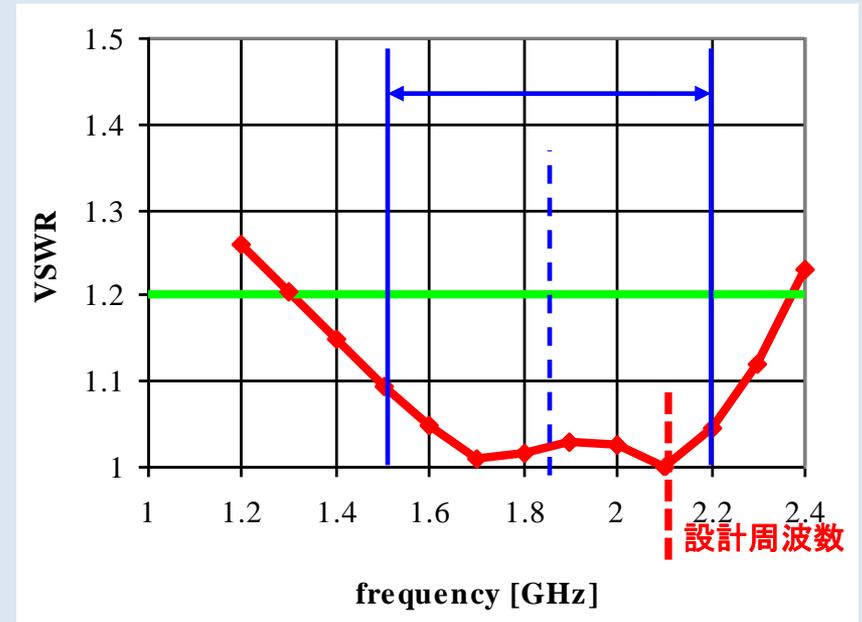
$$s = \frac{1}{\beta_1} \tan^{-1} \left[ \frac{2}{\tan(\beta_2 d)} \frac{Z_1 Z_2}{Z_1^2 + Z_2^2} \right]$$

中心周波数はシフトしているが、非常に広帯域な特性を有することが確認できる。→ **設計周波数をずらせばよい**  
**(移相量のずれがあれば、その後、誘電体幅調整)**

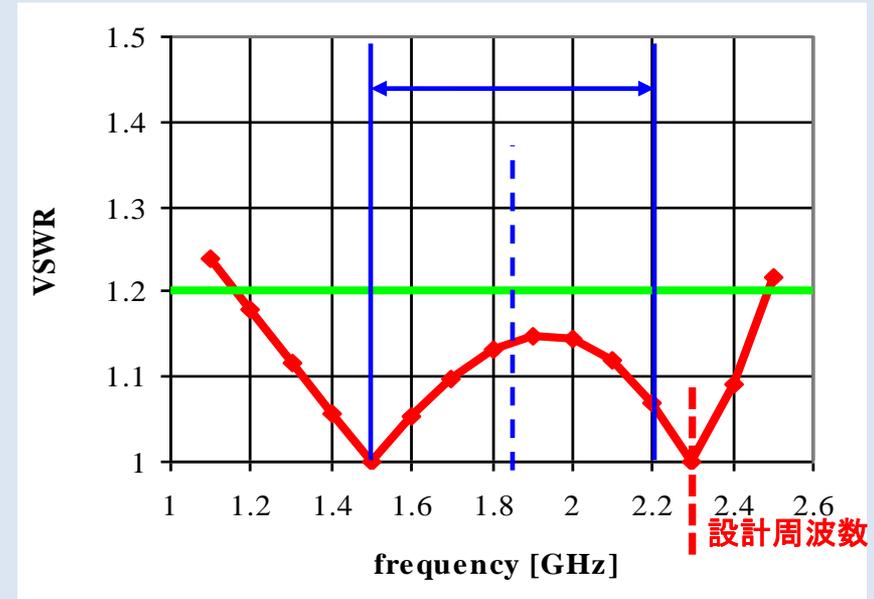
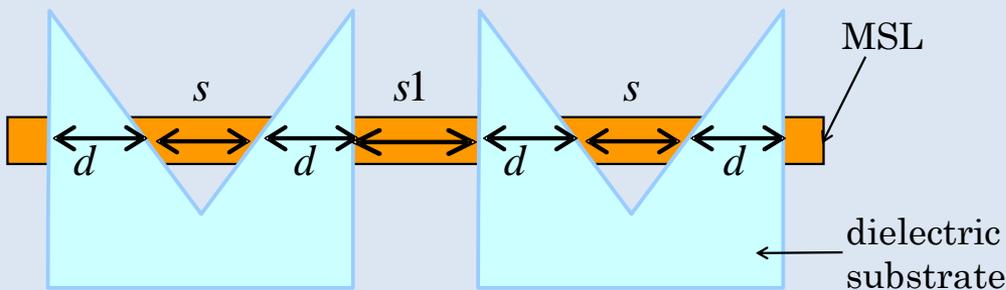
# M字型誘電体移相器の従属接続構(足し合わせ3層型)



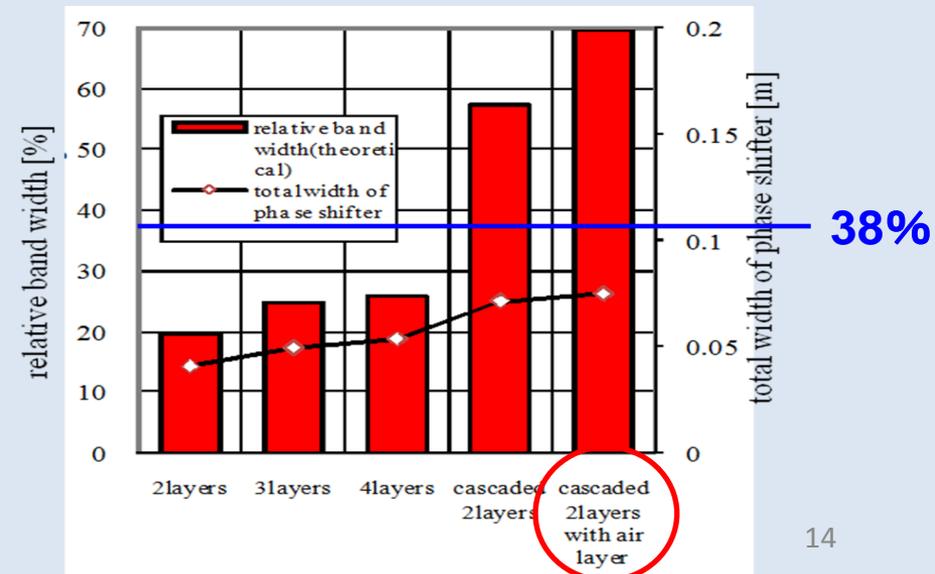
d(m)	0.00395
s(m)	0.0279045
s1(m)	0



# M字型誘電体移相器の従属接続構(足し合わせ4層型)



$d(m)$	0.00395
$s(m)$	0.0248134
$s1(m)$	0.01



# むすび

目標帯域幅を1.5~2.2GHzとし、比帯域は38%

移相量は34°とし、VSWRは1.2以下

誘電体の総幅と移相量の間には、正比例の関係があることを利用し、各層の幅を決定する方法を提案

M字構造や誘電体層と空気層の幅を同一として誘電体層数を増加させた場合、得られる帯域幅の増加量は小さい

M字構造の従属接続構造による広帯域化と設計方法を提案

M字構造を従属接続する構造では、全長は3cm程度長くなるが、間の空気層幅が0のとき約58%、0.01mのとき70%が得られた。

