

## LTCC 균위상 지연 선형화기의 설계

권혁문, 황희용, 최 경  
강원대학교 전기전자정보통신공학부

### A Design of LTCC Linear Group Delay BPF

Hyeg-Mun Gweon, HeeYong Hwang, Kyung Choi  
Dept. of Electrical and Computer Eng. Kangwon National University

**Abstract** - 본 논문에서는 탭 입력 Interdigital Stripline 형태의 균지연 선형화기를 설계하였다. Even 과 Odd mode에 대해 Pole-Zero Method를 적용하여 선형화기를 최적화하는 방법을 제시하였고, 이를 LTCC 기술을 이용하여 제작하기 위해 Tap coupling 과 Via, 1/4파장이하의 결합선로 특성까지 고려한 최적화를 수행하여, 2.14GHz에서 160MHz 대역폭에  $\pm 0.1nS$ 의 Group delay Variation을 갖는 4단의 선형화기를 설계하였다.

#### 1. 서 론

균지연 선형화기는 Feedforward 전력증폭기의 고조파 왜곡의 제거나 Transmission line 형태의 긴 위상지연선의 대체, 디지털 통신시스템의 Symbol Delay Elements 등에 널리 사용되고 있으며, 그 크기와 위상특성을 동시에 제어해야 하는 까다로운 설계의 난점으로 인해 다양한 형태의 연구가 진행되었고 리플값과 지연값에 따른 각각의 소자값들은 잘 정리되었다 [1]-[4]. 그러나 실제 물리적 구현에 필요한 다양한 형태의 입출력 결합 형태에 따른 파라미터들의 변화에 대한 크기와 주파수 의존적인 특성의 체계적인 제어는 어려운 실정이다.

적은 위상지연을 스트립라인 형태로 구현하기 위해서는 Interdigital 구조가 유리한데, 이때에도 결합구조의 특성상 균위상의 기울어짐 나타나기 쉽고 특히 고유전율의 매질의 LTCC 기술을 이용하는 경우 Dispersion effects에 의해 결합 방식에 따라 이 기울어짐은 보다 심각해진다.

본 논문에서는 대칭면을 이용한 Even 과 Odd mode에 대해 각각 Pole-Zero Method를 제시하고 비선형성이 강한 탭 입출력 구조를 갖는 선형화기에 대해, 비유전율 25의 세라믹을 이용한 LTCC 다층 스트립 구조의 균지연 선형화기의 설계의 예를 보인다.

#### 2. 본 론

##### 2.1 일반화된 균위상 지연 선형화기의 등가회로

일반화된 두개의  $n+1$ 차수의 교차결합된 Interdigital 선로를 갖는 위상 선형화기의 등가회로를 Fig. 1에 도시하였다.[3] [6].

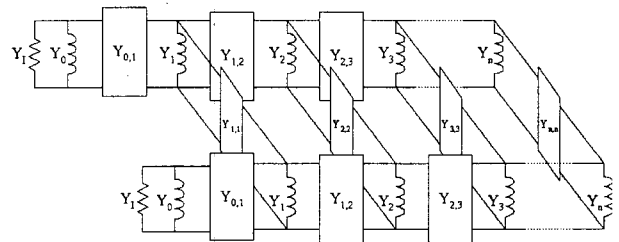


Fig. 1. Equivalent circuit for generalized interdigital linear phase filter.

$$Y_{r-1,r} = \frac{1}{\alpha \sqrt{C_{r-1} C_r}}$$

$$Y_{r,r} = \frac{K_r}{\alpha C_r}$$

$$Y_r = 1 - Y_{r-1,r} - Y_{r,r+1} - Y_{r,r}$$

$$\text{for } r=1 \rightarrow n, \text{ with } C_0 = \frac{1}{\alpha}, C_{n+1} = \infty$$

$$\text{and } Y_0 = 1 - \frac{1}{\alpha \sqrt{C_1}} \tag{1}$$

여기서  $\alpha = \omega' \operatorname{cosec} \left( \frac{\pi(f_2 - f_1)}{2(f_2 + f_1)} \right)$  이고,  $\omega'$ 는 lowpass prototype의 차단 주파수,  $K_r$  과  $C_r$  는 [7]에서 참조 할 수 있는 lowpass prototype의 소자 값들이다.

입력과 출력 부분은 그림 2의 등가회로에 관한 식(2)의 인버터  $Y'_{01}$ 으로 대체하여 전체의 선형화기는 그림 3과 같은 등가회로가 되고 여기서 모든 소자들은 1/4파장의 길이를 갖는다.

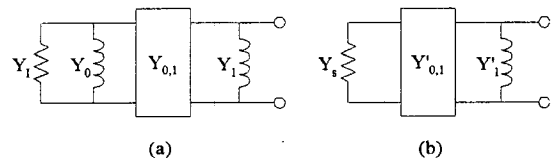


Fig.2 The input or output part(a) and its equivalent circuit(b) for Input or output part

$$Y'_{01} = Y_0 \sqrt{\frac{Y_s}{Y_1}} \text{ and } Y'_1 = 1 - Y_{01}^2 + Y_1 - Y_0 \tag{2}$$

여기서 90도의 위상차는 무시되었다.

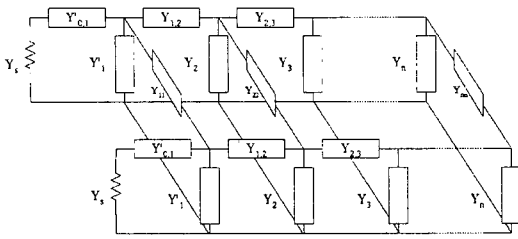


Fig. 3 Equivalent circuit for linear phase filter with quarter wavelength transmission lines.

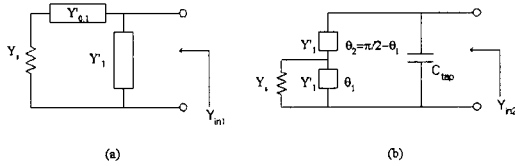


Fig. 4 Inverter input(a) and Tapped input(b)

입력인버터를 탭입력으로 변환하면서 그림 4의 두 회로에 대한 식 (3)을 서로 비교하여 인버터 주파수의존성에 대한 고려를 한다.[11]

$$Y_{in1} = \frac{Y_{01}^2}{Y_s} + jB_1$$

$$Y_{in2} = \frac{Y_s B}{D} + jB_2 \quad (3)$$

where  $B_1 = \left( Y'_{01} \frac{Y_s^2 - Y_{01}^2}{Y_s^2} - Y'_{11} \right) \cot \theta$ ,

$$B_2 = \left[ \omega C_{tap} + \frac{ED - BC}{D} \right] B = Y_s^2 + Y_1^2 \left( \tan \frac{\theta_2}{2} - \cot \theta_1 \right)^2,$$

$$C = \frac{B}{Y_1} \sin \theta_2 - Y_1 \left( \tan \frac{\theta_2}{2} - \cot \theta_1 \right), D = Y_s^2 + C^2, \text{ and}$$

$$E = Y_1 \tan \frac{\theta_2}{2}$$

그러면 주파수의존성에 대한 보정식을 (4)와 같이 기울기함수 b1, b2로 얻을 수 있다.

$$b_1 = \frac{\pi}{4} Y'_{01} \left[ \frac{Y_s^2 - Y_{01}^2}{Y_s^2} \left( \frac{K}{\beta} \right)^2 + 1 \right]$$

$$b_2 = \frac{\omega_0 \Delta B_2}{2 \Delta \omega} \Big|_{\text{near } \omega_0} \quad (4)$$

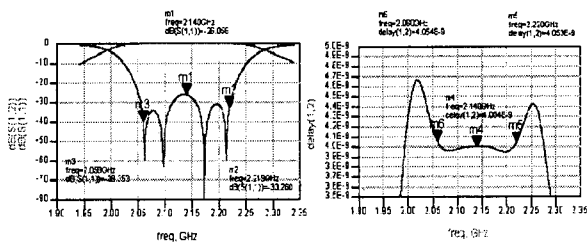


Fig. 5 Filter response by equivalent circuit with tapped inputs (using ADS).

그림 5에는 이들 식을 이용하여 설계한 탭결합 구조를 갖는 선형화기의 특성을 도시하였다.

### 2.2 탭결합 선형화기의 영점 극점 분석법

EM 시뮬레이터와 회로 시뮬레이터를 이용한 체계적인 Iteration 방법은 두 시뮬레이터에서 제시되는 영점과 극점들을 비교하여 일치시킴으로서 빠르게 수행될 수 있다.

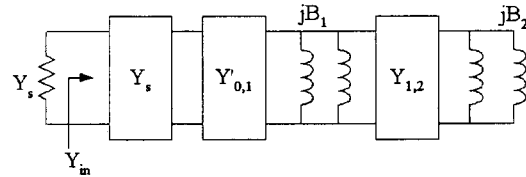


Fig. 6 Even or odd mode equivalent circuit for Fig. 3.

그림 6은 그림 3의 선형화기에 대한 Even and Odd Modes의 등가회로이고 이는 물리적 구조의 Dimensions를 구하는데 바로 Reference로 사용될 수 있다. 그림 7은 그림 3형태로 설계된 선형화기의 S 파라미터와 군위상을 보여주고, 그림8은 이들의 영점과 극점을 도시한 것이다.

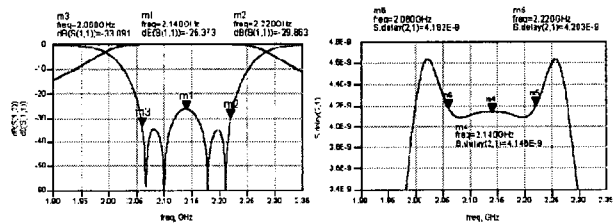


Fig. 7 Filter response by equivalent circuit (using ADS™).

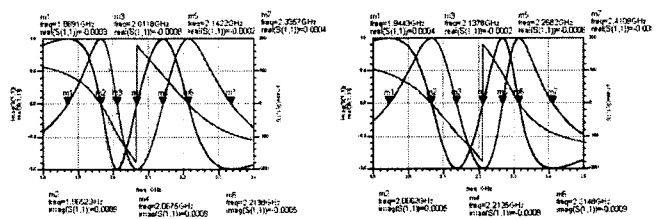


Fig. 8 Typical pole-zeros for s11 of even(left) and odd(right) mode circuit

그림 8의 영점과 극점 각 7개와 S11상의 실수 및 허수 성분의 관계는 다음 a)-d)로 정리할 수 있다.

- a)  $\text{Im}(S_{11})=0$  and  $\text{Re}(S_{11})=-1$  at  $f_4$ , or,  $B_2 = 0$  at  $f_4$
- b)  $\text{Im}(S_{11})=0$  and  $\text{Re}(S_{11})=1$  at  $f_2, f_6$ , or
- $$B_1 - \frac{Y_{12}^2}{B_2} = 0 \text{ at } f_2, f_6$$
- c)  $\text{Im}(S_{11})=1$  and  $\text{Re}(S_{11})=0$  at  $f_1, f_5$ , or

$$B_1 - \frac{Y_{12}^2}{B_2} = -\frac{Y_{01}^2}{Y_s} \text{ at } f_1, f_5$$

d)  $\text{Im}(S_{11})=-1$  and  $\text{Re}(S_{11})=0$  at  $f_3, f_7$ , or

$$B_1 - \frac{Y_{12}^2}{B_2} = \frac{Y_{01}^2}{Y_s} \text{ at } f_3, f_7$$

where,  $B_1 = Y_{11} - Y_1 \cot \theta_1$

$B_2 = Y_{22} - Y_2 \cot \theta_2$  for even mode

and,  $B_1 = -Y_{11} - Y_1 \cot \theta_1$

$B_2 = -Y_{22} - Y_2 \cot \theta_2$  for odd mode.

그림 6의 입력 어드미턴스  $Y_{in}$  과  $S_{11}$ 은 (5)와 (6)으로 계산 되므로, a)-d)로부터 공진기의 공진 주파수(또는 전기적 길이  $\theta$ ) 그리고 결합계수  $k$ 는 아래와 같이 식 (7)-(12)로 계산된다.

$$Y_{in} = j \left( \frac{Y_s}{Y'_{01}} \right)^2 \frac{B_1 B_2 - Y_{12}^2}{B_2} = jB \quad (5)$$

$$S_{11} = \frac{Y_s - Y_{in}}{Y_s + Y_{in}} = \frac{Y_s^2 - B^2}{Y_s^2 + B^2} - j \frac{2Y_s B}{Y_s^2 + B^2} \quad (6)$$

$$\ell_2 = \frac{1}{f_{4e} + f_{4o}} \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (7)$$

$$\frac{\cot \theta_{21e} \cot \theta_{61e} - \cot \theta_{31e} \cot \theta_{71e}}{(\cot \theta_{21e} + \cot \theta_{61e}) - (\cot \theta_{31e} + \cot \theta_{71e})} = \cot \theta_{42e} \quad (8)$$

$$k_{22} = \frac{4}{\pi} \cot \theta_{42e} \quad (9)$$

$$k_{12} = \frac{4}{\pi} \sqrt{(\cot \theta_{42e} - \cot \theta_{21e})(\cot \theta_{61e} - \cot \theta_{42e})} \quad (10)$$

$$k_{11} = \frac{4}{\pi} \left[ \cot \theta_{21e} + \left( \frac{\pi}{4} k_{12} \right)^2 \frac{1}{\cot \theta_{42e} - \cot \theta_{21e}} \right] \quad (11)$$

$$k_{01} = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{\pi}{4} k_{11} - \cot \theta_{31e} - \left( \frac{\pi}{4} k_{12} \right)^2 \frac{1}{\cot \theta_{42e} - \cot \theta_{31e}}} \quad (12)$$

여기서  $\theta_{ije}$  는  $i$ -th frequency의  $j$ -th resonator의 전기적 길이 이다.

또한, 그림3의 결합계수  $k$ 의 정의는 식 (13)-(16) 같이 간단히 나타낼 수 있다.

$$k_{01} = \frac{J_{01}}{\sqrt{b_1 Y_s}} = 2 \sqrt{\frac{Y_{01}^2}{\pi Y_1 Y_s}} \quad (13)$$

$$k_{12} = \frac{J_{12}}{\sqrt{b_1 b_2}} = \frac{4}{\pi} \frac{Y_{12}}{\sqrt{Y_1 Y_2}} \quad (14)$$

$$k_{11} = \frac{J_{11}}{b_1} = \frac{4}{\pi} \frac{Y_{11}}{Y_1} \quad (15)$$

$$k_{22} = \frac{J_{22}}{b_2} = \frac{4}{\pi} \frac{Y_{22}}{Y_2} \quad (16)$$

### 2.3 탭결합 선형화기의 물리적 구현

스트립라인형 다층 균지연 선형화기의 물리적 구조와 결합 구조는 그림 9 및 그림 10과 같다.

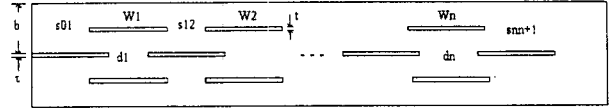


Fig. 9 A cross cut of physical structure

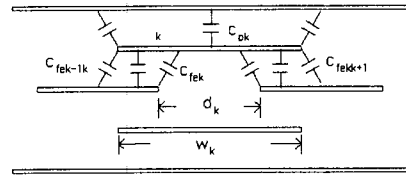


Fig.10 A slot coupling structure for  $k$ -th resonator

일반적으로 스트립라인 구조의 fringe 커패시턴스는 그림 9와 10의 구조에서 식(17)-(23)으로 구할 수 있다.[8][9]

$$Z_0 = \frac{\eta}{4} \left( \frac{w/b}{1-t/b} + c_f / \epsilon \right)^{-1} \quad (17)$$

여기서  $Z_0$ 는 대칭구조의 스트립라인 특성임피던스이고,  $\eta = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$

$$c_f = \frac{1}{\pi} \left[ 2\xi \ln(\xi+1) - (\xi-1) \ln(\xi^2-1) \right], \quad \xi = \frac{1}{1-t/b} \text{ 이다.}$$

선폭  $w$ 는 정규화 선폭이  $w/(b-t) \ll 0.35$  이면 식 (18)로 보정해야한다.

$$w'/b = [0.07(1-t/b) + w/b] / 1.2 \quad (18)$$

$$c_{fe} = \frac{c_f}{c_f(0)} c_{fe}, \quad c_{fe} = \frac{2}{\pi} \ln \left( 1 + \tanh \frac{\pi s}{2b} \right)$$

$$c_{fo} = \frac{c_f}{c_f(0)} c_{fo}, \quad c_{fo} = \frac{2}{\pi} \ln \left( 1 + \coth \frac{\pi s}{2b} \right) \quad (19)$$

$$c_p = \frac{2w\epsilon}{b-t} \quad (20)$$

$$c_{11} = s_{cp1} + 2c_f + 2c_{fe} \quad (21)$$

$$c_{12} = c_{fo} - c_{fe} \quad (22)$$

$$k' = \frac{\sqrt{\epsilon_r Z_0 (\pi d)^2}}{1920 \left[ bK \left( \operatorname{sech} \frac{\pi w}{2b} \right) \right]} e^{-\pi/d} \quad (23)$$

여기서  $K[ ]$ 는 complete elliptic integral of the first kind이고,  $k'$ 는  $dk$ 를 통한 두 스트립선로간의 결합계수이다.

위 식들에서 슬롯의 너비  $d$ 를 구하기 위해서는, 선로의 너비  $w$ 를 알아야하고  $gap$ 은 식 (24)와 같이  $c_p$ 의 감소를 초래한다. 이에 따라  $w$ 는 다시 결합계수에 영향을 미친다. 따라서 완전한 Dimension들을 구하기 위해서는 식

(24)-(27)을 이용한 몇 번의 Iteration이 필요하다.

$$\Delta c_p = 2 \frac{d}{b-t} \tag{24}$$

$$c_f = c_{fc}(d) \tag{25}$$

$$c_{index} / \epsilon = \eta Y_1 Y_{index} \text{ OR } c_{index} / \epsilon = \eta Y_1 Y'_{index} \tag{26}$$

$$w_1 / b = 1/2(1-t/b)[1/2c_1 / \epsilon + 1/2\Delta c_{p1} / \epsilon - c_{f01}(s_{01}) / \epsilon - c_{fel2} / \epsilon]$$

$$w_k / b = 1/2(1-t/b)[1/2c_k / \epsilon + 1/2\Delta c_{pk} / \epsilon - c_{fek} / \epsilon - c_{fek-1k} / \epsilon - c_{fek+1} / \epsilon]$$

$$w_n / b = 1/2(1-t/b)[1/2c_n / \epsilon + 1/2\Delta c_{pn} / \epsilon - c_{f0n}(s_{n+1}) / \epsilon - c_{fenn-1} / \epsilon]$$

(27)

여기서 k 는 k 번째 공진기를 대한 것임을 나타낸다.

공진기의 개방단(g)의 Fringe 커패시턴스에 의한 공진 주파수의 변화를 고려를 위해서는 그림 11에서 식 (28)을 사용한다.

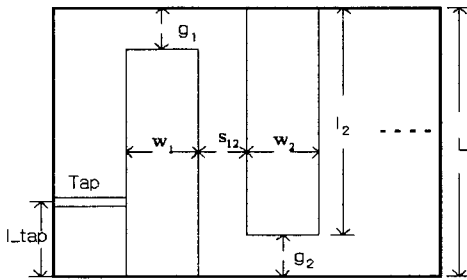


Fig.11 Top view of the filter.

$$\omega_0(C_{g1} - C_{tap}) = Y_{o1} \cot \frac{\pi l_1}{2\lambda}$$

$$\omega_0 C_{gk} = Y_{ok} \cot \frac{\pi l_k}{2\lambda} \tag{28}$$

여기서 \$C\_{gk}\$ 와 \$Y\_{ok}\$ 는 \$k\$ 번째의 gap fringing capacitance와 공진기의 특성 임피던스를 나타내고, 각 \$C\_{gk}\$ 는 식(29)를 이용하여 구할 수 있다[10].

$$C_{gk} = \omega_0 \epsilon w_k (2c_{f0}(g_k) / \epsilon), g_k = L - l_k \tag{29}$$

그림 12에 선형화기의 물리적 Dimension의 초기치를 구하는 flow chart를 도시하였다.

### 2.4 탭결합 선형화기의 설계

그림 12와 같은 과정으로 구해진 물리적 초기치는 3D 시뮬레이터인 Sonnet™에 의한 Even 모드 Odd 모드 각각의 S11계산을 통해 영점 극점 분석법으로 최적화시킨다.

이에 따라 중심주파수 2.14GHz에서 비유전율 25로 설계된 160MHz 대역폭에 ±0.1nS의 Group delay Variation을 갖는 4단의 7.5\*2.5\*10.0mm 크기의 균지연 선형화기의 특성을 도시하면 그림 13과 같다.

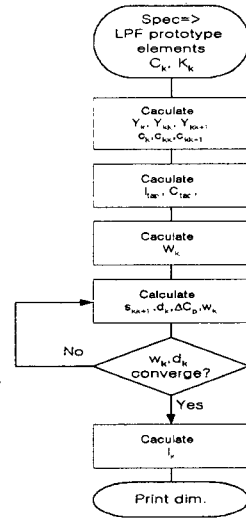


Fig. 12 Flow chart for initial design

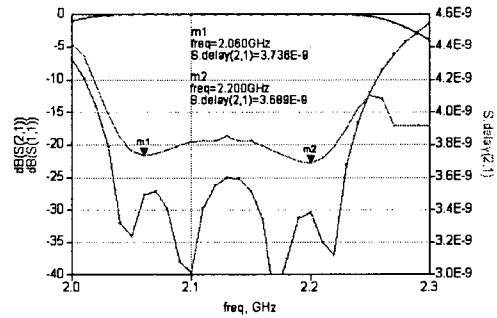


Fig. 13 Equalizer response by EM-simulator (Sonnet™)

### 3. 결 론

본 논문에서는, 탭입력 형태에 대해 영점-극점 분석법을 제시하였고, 다층구조 스트립라인 형태의 균지연 선형화기의 설계하였다. 스트립라인의 결합은 Fringing 커패시턴스를 이용하여 초기치를 계산하고 탭입력 형태에 대해 제시한 영점-극점 분석법을 이용한 최적화 설계를 하였다.

LTCC 제작을 위해, 중심주파수 2.14GHz에서 비유전율 25를 이용하여 160MHz의 대역폭과 ±0.1nS의 Group delay Variation을 갖는 4단의 7.5\*2.5\*10.0mm 크기의 균지연 선형화기를 설계하였다.

### (참 고 문 헌)

[1] David Chambers and Yafei Huang, "Synthesis of Delay Filters", IEEE MTT-s International Microwave Symposium Digest, pp1327-1330, 1998.  
 [2] L. Accatino, A. Angelucci, "A DIELECTRIC RESONATOR FILTER AS LOW LOSS DELAY ELEMENT FOR 14 GHz ON-BOARD 4- DCPSK DEMODULATION", IEEE MTT-s International Microwave Symposium Digest, pp, 1981.  
 [3] John David Rhodes, "The Generalized Interdigital Linear Phase Filter" IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques,

*Vol. MTT-18*, No.6, June 1970, pp301-307.

- [4] A. E. Atia and A. E. Williams, "Nonminimum-Phase optimum-amplitude band waveguide filters", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. *MTT-22*, pp425-431, April 1974.
- [5] John David Rhodes, "The Generalized Direct-Coupled Cavity Linear Phase Filter" *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. *MTT-18*, No.6, June 1970, pp308-313.
- [6] John David Rhodes, "A Low-pass Prototype Network for Microwave Linear Phase Filters" *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. *MTT-18*, No.6, June 1970, pp290-301.
- [7] J.H. Cloete, "Tables for Nonminimum-Phase Even-Degree Low-Pass Prototype Networks for the Design of Microwave Linear-Phase Filters" *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. *MTT-27*, No.2, Feb. 1979, pp123-128.
- [8] Shimizu, J.K. and E.M.T.Jones, "Coupled-Transmission-Line Directional Couplers", *IRE Trans. MTT*, Vol. *MTT-6*, pp.403-410, Oct. 1958
- [9] J.A.G.Malherbe, *Microwave Transmission Line Filters*, Artech house, Inc. 1979.
- [10] D. D. Khandelwal, "The Resonant Frequency of Interdigital Filter Elements", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, May 1967, pp322-324.
- [11] Hee Yong Hwang, Sang-won Yun, "The Design of Bandpass Filters Considering Frequency Dependence of Inverters", *Microwave Journal*, Vol.45, No.9, 2002.09, pp154-163.