

종단 가변 Comb-line 필터를 사용한 위상 변위기 설계

°김 영 태*, 류한철**, 광민환**, 문승언**, 이수재**, 강병권*, 김선형*, 박준석*
순천향대학교 정보기술공학부*, 한국전자통신연구원**,
Email : sspur@intizen.com

A design of the phase shifter using tunable shorted terminated combline filters

Young-Tae Kim, Han-Cheol Ryu, Min-Hwan Kwak, Seung-Eon Moon,
Su-Jae Lee, Byeong-Gwon Kang, Sun-Hyeong Kim, Jun-Seok Park
Division of Information Technology Engineering, Soonchunhyang Univ.
Electronics and Telecommunications Research Institute

Abstract

In this paper, a design technique is introduced for designing a 360-degree linear analog phase shifter at 1.8GHz. Using tunable short-circuit terminated comb-line filters as reactive loads, the circuit gives a very small insertion loss(less than 0.1dB) and an almost linear phase shifter over the filter bandwidth for the full 360-degree range. We were showed large phase variation with small capacitance variation in the quadrature hybrid coupler using tunable shorted terminated combline filters.

1. 서 론

마이크로파 시스템의 구성요소로서 위상변위기는 레이더 시스템, 각종 마이크로파 측정장비에 사용되고 있다. 일반적으로 반사형 구조인 평면 하이브리드 위상변위기에 있어서는 pin diode가 주로 사용되며 아날로그 동작을 위해서는 varactor가 주로 사용된다. 하지만 이러한 소자들은 제어신호에 대한 응답이 느려서 빠른 빔 스캐닝이 요구되는 시스템에는 사용하기가 힘들거나 응답 속도는 빠르나 손실이 매우 크며 파워 수용능력이 떨어지는 단점들을 가지고 있다. 최근에는 이러한 단점을 해결하기 위해서 전압인가에 의해 유전율의 변화를 이용하는 강유전체 물질[1]을 사용하는 시도가 이루어지고 있다. 본 논문에서는 반사구조를 갖는 하이브리드형 위상기를 설계하는데 있어서 강유전체를 활용할 수 있는 구조를 설계하였다. 일반적으로 강유전체를 활용하여 캐패시터를 변화시켜 위상을 조절하는 구조에서는 일반적으로 캐패시터의 구조를 인터디지털 캐패시터 구조를 많이 활용하게 된다. 하지만, 본 구조를 활용하는 가장 큰 문제점은 정확한 캐패시터를 구현하기가 힘들다는 것이다. 정확한 캐패시터를 제작하기가 힘든 경우 캐패시터 변위에 위상 변위가 민감하지 않게 하기 위해서 대역범위 내에서 위상 변위를 크게하여 캐패시터가 일정범위 내에서만 구현할 수 있게 하기 위해서 하이브리드 종단에 튜너블 comb-line 구조의 대역통과 여파기[2]를 이용한 구조를 설계하였다.

2. Combline 필터 설계 및 위상 특성

그림 1은 하이브리드 종단에 comb-line 대역통과 여파기로 구성된 위상 변위기 구조이다. 본 구조에서는 comb-line 여파기의 종단에서 전압 인가에 의하여 캐패시터의 변화에 의해서 하이브리드 출력단에서 위상의 변화를 일으키는 구조이다. comb-line 대역통과 여파기는 $\lambda/8$ 의 선로길이를 가지므로 하이브리드 양단에 작은 크기로 구현할 수 있으며 위상의 변화가 매우 큰 장점을 이용할 수 있는 장점이 있다.

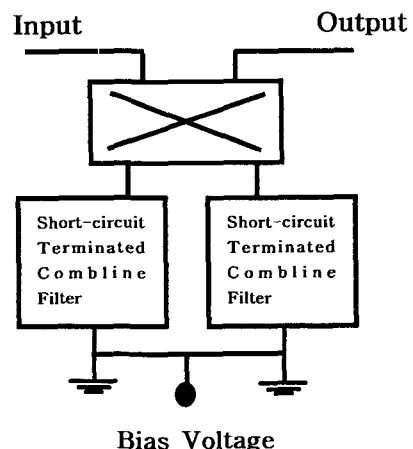


그림 1. 하이브리드 종단에 comb-line이 연결된 위상 변위기

2.1 Comb-Line 대역통과 여파기

Comb-Line 대역통과 여파기는 그림 2과 같은 구조로 되어 있다. 전체회로는 결합선로의 배열로 구성되어 있으며 (1)번과 (2)번 구조의 결합선로형태로 나누어 생각 할 수 있다. 각각의 결합선로형태인 그림 2의 (1)과 (2)의 등가회로를 유도할 수 있다.

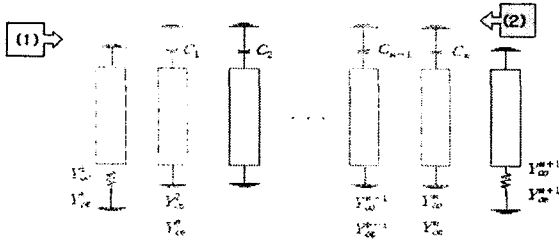


그림 2. Comb-Line 구조의 대역통과여파기.

그림 2을 등가회로로 유도하기 위해서 먼저 comb-Line 대역통과 여파기를 구성하고 있는 결합선로 (1)과 (2)번 구조 비대칭 결합선로를 나타낸 후 여파기를 설계하기 위해 J-inverter를 사용하는 등가회로를 구성할 수 있다. 유도 과정을 통한 J-inverter의 값을 나타내면 식(2.1)와 같이 인버터를 정의할 수 있다. 식(2.1)를 이용하여 각 선로의 어드미턴스를 구하면 식(2.2)~(2.6)와 같이 표현되어진다.

$$J_{01} = \sqrt{\frac{Y_A^2}{N^2}} = \frac{Y_A}{N} = \frac{Y_A}{\frac{2Y_A}{Y_{\infty}^0 - Y_{oe}^0}} = \left| \frac{Y_{\infty}^0 - Y_{oe}^0}{2} \right| \quad (2.1)$$

$$Y_{\infty}^0 = Y_A \left[\frac{J_{01}}{Y_A} + 1 \right] \quad (2.2)$$

$$Y_{oe}^0 = 2Y_A - Y_{\infty}^0 \quad (2.3)$$

$$Y_{oe}^1 = Y_s - Y_A \left[1 - \frac{J_{01}^2}{Y_A^2} \right] + Y_{oe}^0 \quad (2.4)$$

$$Y_{\infty}^1 = Y_{oe}^1 + Y_{\infty}^0 - Y_{oe}^0 \quad (2.5)$$

$$Y_s = Y_A \left[1 - \left(\frac{Y_{\infty}^0 - Y_{oe}^0}{2Y_A} \right)^2 \right] + Y_{oe}^1 - Y_{\infty}^0 \quad (2.6)$$

그림 1에서 (2)번 구조의 등가회로를 구성하고 J-inverter를 사용하여 J-inverter를 이용해서 구성된 각각의 결합선로의 등가회로를 이용해서 회로를 구성하고 J-inverter를 사용하여 전체 회로를 구성하면 그림 3과 같이 표현할 수 있다. J-inverter를 사용한 등가회로에서 인버터사이의 병렬스텝과 커패시터가 공진기를 구성하게 된다. 이때의 공진기의 서셉턴

값을 나타내면 식(2.19)~(2.23)으로 표현할 수 있다.

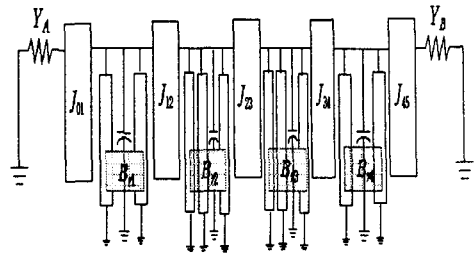


그림 3 J-inverter를 사용한 Comb-Line 대역통과여파기 등가회로

$$B_{n1} = \omega C_1 - \left(Y_s' + \frac{Y_{\infty}^1 - Y_{oe}^1}{2} \right) \cot \theta \quad (2.7)$$

$$B_{ni} = \omega C_i - \left(\frac{Y_{\infty}^{i-1} - Y_{oe}^{i-1}}{2} + Y_{oe}^i + \frac{Y_{\infty}^i - Y_{oe}^i}{2} \right) \cot \theta \quad (2.8)$$

$$B_{nn} = \omega C_n - \left(\frac{Y_{\infty}^{n-1} - Y_{oe}^{n-1}}{2} + Y_s'' \right) \cot \theta \quad (2.9)$$

$$Y_s' = Y_A \left[1 - \left(\frac{Y_{\infty}^0 - Y_{oe}^0}{2Y_A} \right)^2 \right] + Y_{oe}^1 - Y_{\infty}^0 \quad (2.10)$$

$$Y_s'' = Y_B \left[1 - \left(\frac{Y_{\infty}^{n+1} - Y_{oe}^{n+1}}{2Y_B} \right)^2 \right] + Y_{oe}^n - Y_{\infty}^{n+1} \quad (2.11)$$

$$(i = 2, 3, 4, \dots, n-1) \quad n = \text{공진기갯수}$$

커패시터를 제외한 나머지 결합선로의 어드미턴스를 구별하여 공진기의 서셉턴스값을 일반화하면 식(2.12)과 같이 표현할 수 있다.

$$B_{ni} = \omega C_i - Y_i \cot \theta, (i = 1, 2, 3 \dots n) \quad (2.12)$$

식(2.12)을 이용해서 공진 주파수에서의 커패시터의 값을 정의하면 식(2.13)로 나타낼 수 있다.

$$C_i = \frac{Y_i \cot \theta_0}{\omega_0}, (i = 1, 2, 3 \dots n) \quad (2.13)$$

위에서 정의한 변수를 통해서 양단의 두 선로를 제외한 모든 선로는 규칙성을 가지므로 식(2.25)을 이용하여 각 선로의 우모드 임피던스를 추출할 수 있다.

$$Y_{oe}^i = Y_i - (J_{i-1, i} + J_{i, i+1}) \tan \theta_0 \quad (2.14)$$

$$(i = 2, \dots, n-1)$$

기모드 임피던스는 J-inverter 관계식 식을 통해서 식(2.15)~(2.17)과 같은 식을 유추하여 각 선로의 임피던스를 추출할 수 있다.

$$Y_{\infty}^0 = 2J_{01} + Y_{oe}^0 \quad (2.15)$$

$$Y_{\infty}^i = 2J_{i,i+1} \tan \theta_0 + Y_{oe}^i \quad i = 2, 3, \dots, n \quad (2.16)$$

$$Y_{\infty}^{n+1} = 2J_{n,n+1} + Y_{oe}^{n+1} \quad (2.17)$$

2.2 Compline 필터 설계 위상 특성

반사구조의 위상 변위기를 설계하기 위해서 하이브리드 종단에 작은 캐패시턴스의 변화에 따른 큰 위상의 변화를 갖기 위상 변위기 특성이 필요하다. 위와 같은 목적을 위해서 그림 4와 같이 캐패시턴스와 선로를 병렬로 연결한 구조를 이용하여 위상 변위기 특성을 확인하였다.

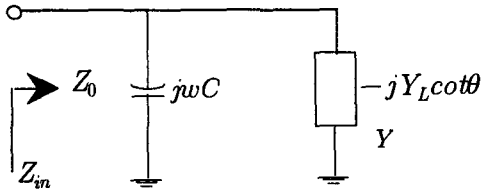


그림 4. 캐패시터와 선로가 병렬 연결된 구조.

그림 4의 경우 전체 어드미턴스는 $j(\omega C - Y_L \cot \theta)$ 와 같으며 입력 임피던스로 표현하면 식(2.18)과 같다.

$$Z_{in} = \frac{1}{Y} = \frac{1}{j(\omega C - Y_L \cot \theta)} \quad (2.18)$$

식 2.18과 특성 임피던스(Z_0)를 이용하면 반사계수와 전파가 반사되는 위상을 구할 수 있다. 캐패시턴스의 작은 변화에 따라 큰 위상이 변화도록 하기 위해서 각각의 캐패시턴스에서 위상의 변화율이 가장 극심한 부분의 중심이 되는 지점을 식 2.19와 같이 결정할 수 있다.

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{Y_L}{\omega C} \right) \quad (2.19)$$

표. 1 각각의 캐패시턴스에서 최적 위상변화를 위한 선로 길이

캐패시턴스[pF]	선로의 길이 θ [degree]
C=1	60.512
C=2	38.511
C=3	30.518
C=4	23.85

표. 1은 동작 주파수가 1.8GHz이고 특성 임피던스 Z_0 와 부하 임피던스 Z_L 가 50 Ω 일 경우 병렬 캐패시턴스가 1pF부터 4pF일 경우 식(2.19)를 사용하여 위상변화의 최적점인 선로의 길이를 계산한 결과이다. 그림 5은 식 2.19에 의해 캐패시터가 2.2pF일 경우 선로의 길이는 38.79 $^\circ$ 를 계산할 수 있으며 캐패시턴스에 대한 위상변화의 최적점 즉 위상이 0 $^\circ$ 가 되는 점을 정확히 계산할 수 있다. 그림에서 볼 수 있듯이 위상이 급격히 변화는 지점을 확인할 수 있으므로 낮은 캐패시터 변화에 의해서도 위상을 급격히 변화시킬 수 있다. 하지만 그림 4와 같은 구조에서는 캐패시터에 따른 선로의 길이가 매우 짧아서 실제 구현하기가 힘들고 위상의 변위 대역폭이 매우 협소하기 때문에 강유전체 물질을 사용한 인터디지털 구조에서의 캐패시터 구현이 매우 정확해져야 하는 단점을 가지고 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위해서 본 논문에서는 하이브리드 종단에 comb-line 대역 통과 여파기를 연결하여 위의 문제점을 해결하고자 하였다.

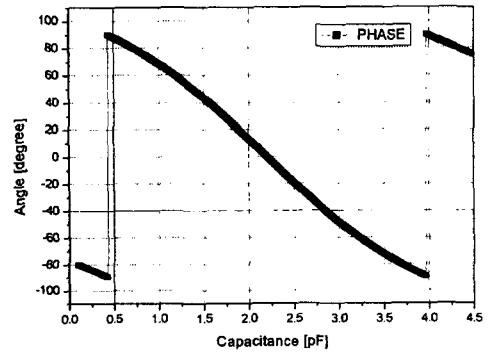


그림 5. 캐패시턴스 변화에 따른 위상 변화율

본 논문에서는 제시한 구조는 하이브리드 종단에 앞 장에서 설명한 설계이론과 유한요소법을 활용하여 comb-line 대역통과 여파기를 이용한 위상 변위기를 설계하였다. 설계 방법을 검증하기 위해 중심주파수 1.8Ghz에서 대역폭 50Mhz를 갖는 대역통과 여파기를 마이크로 스트립 구조로 설계하여 특성을 검증하였다. comb-line 대역통과의 구조는 회로가 전체 6라인으로 구성된 4단 대역통과 여파기이다. 공진기 구성에 들어가는 커패시터는 2.2 pF으로 설계하였다. 표 2의 임피던스를 통하여 유한요소 해석방법[3]을 이용하여 비대칭 결합선로를 설계하는 방법으로 각 선로의 임피던스를 표 3 같이 추출하였다.

표. 2 Comb-line filter 각 선로의 특성임피던스

임피던스	선로(1,6)	선로(2,5)	선로(3,4)
우모드 임피던스	66.61270	49.26725	42.84997
기모드 임피던스	40.01945	45.01522	40.41137

표 3 Comb-line 대역통과 여파기 설계 파라미터

선로폭	선로(1,6)	선로(2,5)	선로(3,4)
W	1.72mm	2.77mm	2.82mm
선로간격	선로1-2	선로2-3	선로3-4
S	0.3mm	2.6mm	3mm

그림 6는 표 3에서 표현된 선로 파라미터를 이용하여 회로 시뮬레이션을 한 결과이다. 그림에서 볼 수 있듯이 설계 이론과 파라미터 추출이 정확함을 확인할 수 있다.

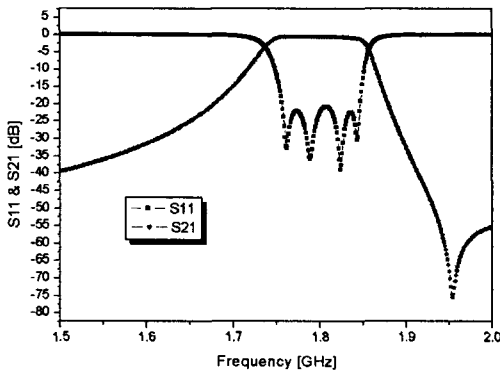


그림 4. 마이크로스트립 구조의 Comb-Line 대역통과 여파기 시뮬레이션 결과

그림 5는 하이브리드 종단에 comb-line이 연결된 구조에서의 산란특성을 나타낸다. 중심 주파수 1.8GHz를 중심으로 넓은 광대역 특성을 보이며 삽입손실 0.1dB이내의 좋은 특성을 확인할 수 있었다.

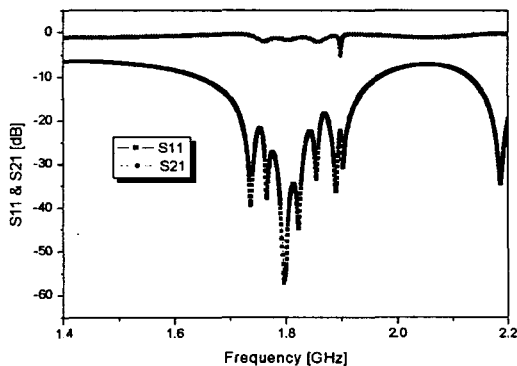


그림 5. 하이브리드 종단에 comb-line이 연결된 위상 변위기 산란행렬

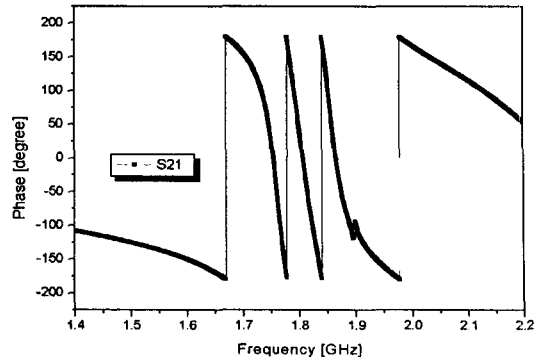


그림 6. 하이브리드 종단에 comb-line이 연결된 구조에서의 위상 변위 특성

그림 6에서는 하이브리드 종단에 comb-line 대역통과 여파기가 연결된 구조에서의 위상 특성을 시뮬레이션 한 결과이다. 캐패시터와 선로가 병렬로 구성된 구조와는 달리 통과 대역내에서 위상 특성의 변화율이 매우 커지기 때문에 강유체 물질을 이용한 인터 디지털 캐패시터와 같이 아주 정확한 캐패시터를 구현하기가 힘든 경우에서도 위상이 급격히 변화하는 범위내에서 캐패시터를 조절하기가 매우 용이한 구조를 갖게 되는 장점을 가진다.

4. 결 론

본 논문에서는 90° 하이브리드 구조 종단에서 comb-line 대역통과 여파기 리액티스 성분인 캐패시터와 임의의 길이를 갖는 선로의 다양한 구조에 따른 위상의 변화를 확인하였다. comb-line 대역통과 여파기의 종단에 캐패시터를 변화시켜 줌으로써 위상의 변화를 확인할 수 있었다. comb-line 대역통과 여파기의 설계이론을 통해 유한요소법을 이용하여 각 선로에 대한 선로 파라미터를 추출하였으며 회로 시뮬레이션을 통해 대역통과 여파기의 설계 이론 및 설계 파라미터 추출 방법을 확인하였다. 본 논문에서 제시된 구조에서는 아주 작은 캐패시터에 의해서 위상이 180도 이상 변함을 확인할 수 있었다. 본 논문에서 제시한 하이브리드와 comb-line 대역 여파기 결합구조를 갖는 구조는 강유전체를 활용한 위상 변위기 설계에 효율적으로 적용할 수 있을 것으로 생각된다.

참 고 문 헌

- [1] D.F, Franco, N.G, Alexopoulos, "Planar Microwave Integrated Phase-Shifter Design with High Purity Ferroelectric Material", IEEE Trans on Microwave Theory and Tech., vol, MTT-35, pp. 315-320, 1987
- [2] J. Helszajn, "Microwave Planar Passive Circuits and Filters", John Wiley & Sons pp.163-196, 1994
- [3] Jianming Jin, "The Finite Element method in Electromagnetics ",Wiley & Sons, 1993