

개선된 Woodward-Lawson 샘플링법을 사용한 불균일 결합선로형 트랜스버설 필터 설계

Design of Nonuniform Coupled Line-Type Transversal Filters Using Improved Woodward-Lawson Sampling Method

정 현 수 · 전 상 재 · 박 의 준

Hyun-Soo Jeung · Sang-Jae Jun · Eui-Joon Park

요 약

연속적으로 연결된 방향성 결합기를 사용한 트랜스버설 필터 설계 방법을 제안하였다. 그 결합기형 트랜스버설 필터는 연속적으로 변화하는 불균일 결합선로로 간주될 수 있다. 이 설계 방법은 결합도 주파수 특성 패턴이 갖는 극점을 제어함으로써 원하는 결합도의 최적값을 도출하는데 기반을 두며, 이 최적화 과정에서 Woodward-Lawson 샘플링법을 개선 및 적용시키므로써 트랜스버설 필터가 갖는 분포된 지연요소와 가중치 요소를 쉽게 합성할 수 있도록 하였다. 응용을 위해 스펙트럴 영역법을 사용하여 마이크로스트립 트랜스버설 필터를 제작하고 결합기의 모드 위상속도 보상을 위해 최적한 유전체 덮개층을 적용시켰다. 실험결과로부터 제안한 방법의 타당성을 검증하였다.

Abstract

The design method of the transversal filter using continuously cascaded directional couplers is presented. The coupler can be treated for a continuously varying nonuniform coupled transmission line. The design method is based on the optimum extraction of desired coupling factor by the control of null positions which are inherent to the coupling spectra pattern. In the optimization process, the improved Woodward-Lawson sampling method is applied to easily synthesize the distributed delay and weighting elements for transversal filter properties. For application, the microstrip transversal filter is fabricated and optimum dielectric overlay is introduced for the mode phase velocity compensation for non-TEM coupler modes by using SDA(Spectral Domain Approach). Experiment results confirm the validity of the proposed method.

Key words : Transversal Filter, Directional Coupler, Nonuniform Coupled Line

I. 서 론

트랜스버설 필터는 분포된 지연요소(delay elements)와 가중치요소(weighting elements)로 구성되어 있다. 일반적으로 가중치요소로 능동소자를 사용하면 열잡음 등으로 인해 잡음지수가 나빠지는 단점을 갖

는다^{[1][2]}. 그리고 수동소자를 사용한 방법중 공진기형 필터의 경우는 Q 값 저하에 따라 삽입 손실이 증가하고 동조시키는데 기술적으로 어려운 점이 있다. 그러나 지연요소와 가중치요소를 모두 가지고 있는 방향성 결합기를 직렬 연결하여 구성하면 이러한 문제가 쉽게 해결될 수 있으며 외부 임피던스와 쉽게

「본 연구는 금오공과대학교 학술연구비에 의하여 연구된 논문임.」

금오공과대학교 전자공학부(School of Electronic Engineering, Kumoh National Institute of Technology)

· 논문 번호 : 20041105-02S

· 수정완료일자 : 2004년 12월 10일

정합시킬 수 있는 장점을 가진다. 만약 일정 크기의 개별 방향성 결합기를 직렬 연결할 경우 길이가 길어지고 선로사이에 불연속부가 존재하므로 보상이 따르는 단점을 갖는다.

이를 극복하기 위해 본 연구에서는 연속적인 임피던스 프로필을 갖는 불균일 방향성 결합기를 사용하는 방법을 제안하였다. 연속적으로 변화하는 임피던스 선로 즉, 불균일 결합선로로 구성할 경우 결합도는 1차 비선형 Riccati 미분방정식으로 표현되고 그 해는 극점을 갖는 lobe 형태로 나타난다^[3]. 이러한 lobe들의 목표값을 개별적으로 제어하여 원하는 결합도를 갖는 트랜스버설 필터를 설계하였다. 이 결합도 제어 과정에서 연속적인 임피던스 프로필과 결합도 간에는 푸리에변환 관계가 있으며 이 변환과정을 위해 Woodward-Lawson 샘플링법^[4]을 개선, 적용시키므로서 원하는 결합도를 만족시키는 트랜스버설 필터 분포 요소들을 쉽게 도출하도록 하였다. 제안한 방법의 타당성을 검증하기 위해 마이크로스트립 트랜스버설 필터를 설계, 분석하였으며, 이때 우모드와 기모드 간의 위상속도가 보상되지 않으면 원하는 대역의 한계는 매우 제한되므로 모드 위상속도 보상을 위해 유전체 덮개층을 사용하였으며, 덮개층의 유전율 및 높이, 그리고 결합기 임피던스 구현을 위해 스펙트럴 영역법을 사용하여 최적한 설계값을 도출하였다.

II. 결합선로형 트랜스버설 필터 해석

트랜스버설 필터는 기본적으로 그림 1(a)와 같이 시간지연요소 T_N 과 가중치요소 k_N 으로 구성된다. 이를 결합선로 조각으로 직렬연결시킬 경우 그림 1(b)와 같이 등가적으로 표현될 수 있으며 여기서 k_N 은 분포된 결합계수에 대응된다. 임의의 마이크로스트립 결합선로형 필터는 그림 1(c)와 같은 스트립 도체 패턴을 갖는다. 여기서 $S(z)$ 는 위치에 따라 변화하는 스트립 도체간의 간격, $W(z)$ 는 위치에 따라 변화하는 스트립 도체의 폭을 의미하며 통과 대역 특성은 출력단에서의 결합도 C 로 표현될 수 있다. 필터가 z 방향으로 놓여있고 선로의 각주파수는 ω 라 하면 다음과 같이 1차 비선형 미분방정식으로 결합도를 표현할 수 있다.

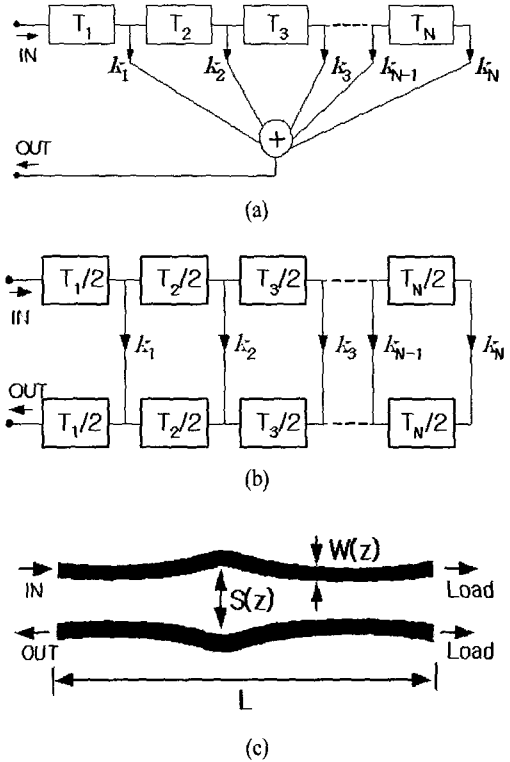


그림 1. (a) 트랜스버설 필터 구조, (b) 등가 모델, (c) 결합선로형 트랜스버설 필터 구조
Fig. 1. (a) Transversal filter architecture, (b) Equivalent model, (c) Configuration of coupled-line transversal filter.

$$\frac{dC(z, \omega)}{dz} = 2j\beta_e(z, \omega)C(z, \omega) - \frac{1}{2}(1 - C^2(z, \omega)) \times \frac{d}{dz} \ln(Z_{oe}(z, \omega)/Z_o) \quad (1)$$

여기서 $\beta_e(z, \omega)$ 는 우모드 위상정수이고 $Z_{oe}(z, \omega)$ 는 우모드 특성임피던스이며 Z_o 는 각 포트 특성임피던스를 의미한다. 식 (1)의 해는 $z=0$ 에서 다음과 같이 Bolinder의 식^[5]으로 표현될 수 있다.

$$C(\omega) = \int_0^L \frac{1}{2} \frac{d}{dz} \ln(Z_{oe}(z, \omega)/Z_o) \cdot \exp(-j2 \int_0^z \beta_e(z', \omega) dz') dz \quad (2)$$

여기서 지수함수는 우선 TEM 파로 가정하면 $\exp(-j2\beta_e z)$ 로 둘 수 있으며 일정한 위상속도를 v 로 두면 $t=2z/v$ 로 표현함으로써 $2\beta_e z = \omega t$ 로 치환할

수 있다. 따라서 식 (2)는 다음과 같이 푸리에 변환 식으로 표현될 수 있다.

$$C(\omega) = \int_0^{2L/v} \frac{1}{2} \frac{d}{dt} \frac{d}{dz} \ln(Z_{oe}(z, \omega)/Z_o) \cdot \exp(-j\omega t) dt \quad (3)$$

여기서 지수함수를 제외한 피적분함수는 시스템 임펄스응답 $h(t)$ 라 가정할 수 있으며 임의의 신호가 입력될 때 $h(t)$ 와 convolution 시킴으로써 시간영역 출력파형을 예측할 수 있다. 여기서 문제는 주파수 전달함수 $C(\omega)$ 를 설정하는 방법과 해당 Z_{oe} 프로필을 합성하는데 있다. 또한 TEM이 아닌 파가 결합선로를 전송할 경우 해당 임피던스 프로필을 합성하는데는 어려운 점이 있기 때문에 본 연구에서는 다음과 같이 주파수 영역을 u 로 표현되는 전기적 길이 영역으로 치환하는 방법을 제시하였다.

$$p = 2\pi \left(\frac{z}{L} - \frac{1}{2} \right) \quad (4)$$

$$u = \frac{1}{\pi} \int_0^L \beta_e(z, \omega) dz \quad (5)$$

그러면 식 (2)는 다음과 같이 표현된다.

$$C(u) = \int_{-\pi}^{\pi} g(p) \exp(-jbu) dp \quad (6)$$

$$g(p) = \frac{d}{2dp} (\ln(Z_{oe}(p)/Z_o) \quad (7)$$

여기서 $C(u)$ 는 u 영역에서의 결합도를 의미하고 만약 식 (1)에서 $C^2 \ll 1$ 의 조건이 성립하지 않는다면, 근사적으로 식 (1)의 해는 $C' = \tanh(C)$ 로 되며 임출력 임피던스가 Z_o 인 경우 결합기의 모드 임피던스는 $Z_o = \sqrt{Z_{oe}(z) \cdot Z_{oo}(z)}$ 의 조건을 만족해야 한다. 그리고, 식 (2)는 line-source 배열 안테나의 공간인자(space factor)와 유사한 점으로부터 다음과 같이 Taylor패턴^[6]으로 표현될 수 있다.

$$C(u) = A \cdot \frac{\sin \pi u}{\pi u} \prod_{n=1}^N \left[\frac{1 - \left(\frac{u}{u_n} \right)^2}{1 - \left(\frac{u}{n} \right)^2} \right] \quad (8)$$

여기서 n 은 교란(perturbation)될 u_n 의 개수를 의미하며 u_n 은 식 (8)의 lobe 패턴에 내재된 극점들을 의미한다. 따라서 원하는 결합도를 선정하고 최적화

기법을 통해 u_n 을 제어하여 목표값에 해당하는 lobe의 피크값을 도출해낸다. 계산된 $C(u)$ 를 식 (7)에 대입하여 비선형 분포함수인 $g(p)$ 를 역 푸리에 변환을 통해 구하고, 식 (7)로부터 우모드 임피던스 프로필을 계산할 수 있다.

III. 샘플링법을 사용한 푸리에 역변환

$C(u)$ 와 $g(p)$ 는 푸리에 변환쌍의 관계가 있으므로 다음과 같이 샘플링법을 적용할 수 있다. 복소계수를 g_n 이라 할 때 $g_n = g_n^*$ 의 관계를 만족하는 푸리에 급수형으로 전개하면 다음과 같다.

$$g(p) = \sum_{n=-N}^N g_n e^{jn p} \quad (9)$$

위 식은 FIR(Finite Impulse Response) 근사화법에 기반한 이산적인 푸리에 급수형태^[7]를 나타낸다. 식 (9)를 나이퀴스트 간격 $-\pi \leq p \leq \pi$ 에서 식 (6)에 대입하면 $C(u)$ 는 Woodward-Lawson 샘플링법에 의해 다음과 같이 표현된다.

$$C(u) = \sum_{n=-N}^N C(n) \frac{\sin \pi(u-n)}{\pi(u-n)} \quad (10)$$

여기서 $C(n)$ 은 $u=n$ 일 때 $C(u)$ 의 샘플링 값이며 $C(n) = 2\pi g_n$ 의 관계가 있다. 만약 $C(u)$ 가 우함수이고 g_n 이 실수라면 식 (9)는 다음과 같이 표현된다.

$$g(p) = g_e(p) = 2 \sum_{n=0}^N g_n \cos(np) \quad (11)$$

여기서 목표로 하는 임의의 우함수 반사계수 패턴 $C(u) = C_e(u)$ 를 합성하기 위해 식 (10)을 변형시킨 식 (8)을 사용한다. 식 (8)에서 계수 A 는 $u \rightarrow 0$ 일 때 $C(u)$ 의 값이다. $(1 - (u/n)^2)$ 항은 $u=n$ 일 때 $\sin(\pi u)/\pi u$ 의 특이점을 제거하는 역할을 한다. 따라서 N 개의 lobe 높이를 임의로 정하면 그 패턴을 만족시키도록 u_n 의 최적점을 도출함으로서 원하는 $C(u)$ 패턴을 합성할 수 있다. 그러나 $u=0$ 일 때는 $A=0$ 가 되어야 하며 이는 전송선로에서 입출력 임피던스가 동일한 경우에 해당한다. 따라서 동일한 입출력 임피던스를 갖는 연속적인 불균일 전송선로가 임의의 반사계수 패턴을 가지기 위해서는 $u=0$ 일 때 $C(u)$ 가 u 영역에서 0을 통과할 수 있도록

$C(u)$ 는 기함수로 표현되어야 한다. 식 (8)을 기함수로 변형시키면 다음과 같다.

$$C_o(u) = C_e(u) - C_e(u) \Big|_{n=0} - 2 \sum_{n=1}^N C(n) \frac{\sin(u+n)}{(u+n)} \quad (12)$$

$C(u)$ 가 기함수가 되면 식 (9)에서 g_n 은 순허수 ig_n' 가 되며 $g_n = -g_{-n}$ 의 관계가 성립한다. 따라서 식 (9)는 다음과 같이 표현된다.

$$g(p) = g_o(x) = 2 \sum_{n=1}^N g_n' \sin(np) \quad (13)$$

원하는 결합도 목표값 설정과정과 해당 비선형 분포함수 $g(p)$ 계산과정을 요약하면 다음과 같다.

- 1) 제어할 lobe 개수 N 과 각 lobe의 크기를 원하는 목표값으로 설정한다.
- 2) 목표로 하는 lobe형 결합도를 만족시키도록 식 (8)을 사용하여 u_n 의 최적한 값을 산출한다.
- 3) 합성된 $C(u)$ 로부터 $C(n)$ 을 산출하고 $g_n = C(n) / 2\pi$ 로부터 식 (11)을 사용하여 $g(p)$ 를 계산한다.
- 4) 입출력 임피던스가 같을 경우, 과정 2)~3)에서 합성한 $C_e(u)$ 를 사용하여 식 (12)로부터 $C_o(u)$ 를 계산한다.
- 5) 과정 1)에서 설정한 목표치에 부합되는 $C_o(u)$ 의 크기가 만족될 때까지 과정 2)~4)를 반복한다. 이 과정에서 update된 g_n 은 g_n' 에 해당한다.

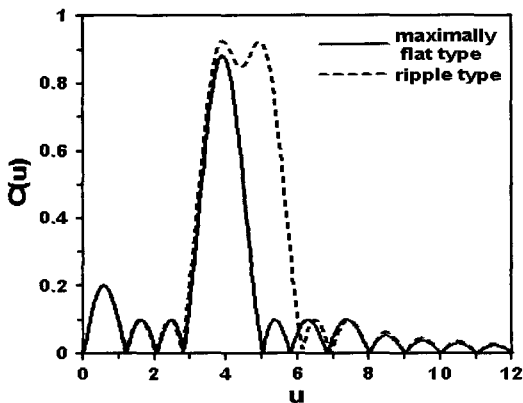


그림 2. u 영역에서 제어된 결합도 예
Fig. 2. Examples of coupling controlled in u domain.

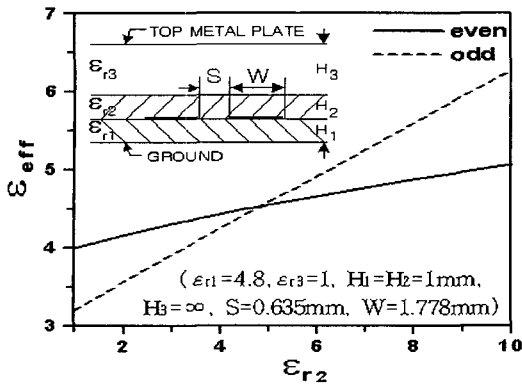
입의 결합도 패턴 합성을 위해 $C_e(u)$ 및 $C_o(u)$ 의 크기를 일반화된 기호 $C_G(u)$ 로 두고 $C_G^b(u)$ 를 p 차 lobe 피크값으로 정의한다. 그리고 p 차 lobe 목표값을 S^p 로 두고 오차함수를 정의하면 다음과 같다.

$$E(U) = \sum_{p=1}^N (C_G^b(u) - S^p)^2 \quad (14)$$

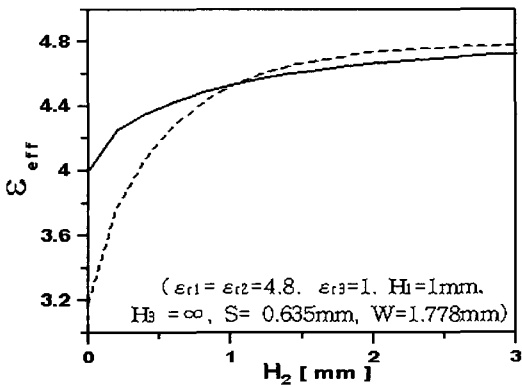
여기서 $U = (u_1, u_2, \dots, u_N)$ 을 의미하며 이 U 의 값을 초기값으로부터 update 시킴으로서 E 를 최소화시킨다. 본 연구에서는 $E < \epsilon = 10^{-6}$ 을 수렴조건으로 두었고, 최소화 과정을 위해 conjugate gradient 법을 사용하였다. 예로 제어할 lobe 개수를 $N=7$ 로 하고 $S^p = [0.2, 0.1, 0.1, 0.883, 0.1, 0.1, 0.1]$ 로, $A = (1/2) \ln(Z_{oc}(z)/Z_o)$ 로 두고 최적화시킨 결과를 그림 2에 도시하였다. 여기서 점선은 식 (8)에서 Orchard^[8]의 리플을 갖는 패턴합성법에 의거하여 u_n 대신 $u_n + jv_n$ 으로 두고 한 개의 리플을 가지도록 합성한 결과이며, 이는 대역폭 확장에 유용하게 사용할 수 있으나 본 연구에서는 maximally flat 특성을 갖도록 u_n 만을 제어하는데 국한시킨다. 그리고 피크값 0.883은 $C^2 \ll 1$ 의 조건을 만족시키지 않으므로 실제 주파수 영역에서 $\tan(0.883) = 0.707$ (-3 dB)로 나타난다. 이 그림으로부터 $0 \leq n \leq 7$ 범위에서 목표로 하는 u 영역 결합도 패턴이 정확히 합성되었음을 알 수 있으며 $n \geq 8$ 부터는 지수함수 테이퍼 특성을 만족시킴을 확인할 수 있으므로 Bolinder 테이퍼링 특성을 만족시킴을 알 수 있다.

IV. 마이크로스트립 결합선로 구현

분산특성을 갖는 결합선로에서 우모드 및 기모드 각각의 실효유전율은 서로 다르게 나타나므로 각 모드의 위상속도 차이에 의해 원하는 대역의 한계는 매우 제한된다. 본 논문은 이를 보상하기 위한 방법으로 그림 3과 같이 유전체 덮개층을 사용하였다. 그림 3(a)는 $\epsilon_{r1} = 4.8$ 일 때 ϵ_{r2} 의 변화에 따른 substrate의 실효 비유전율을 스펙트럴 영역법을 사용하여 계산한 결과로서 substrate와 superstrate 비유전율이 거의 같을 때가 최적임을 알 수 있다. 그림 3(b)는 substrate와 superstrate 높이가 거의 같을 때 최적의 보상이 이루어짐을 나타내고 있다.



(a) 덮개층 비유전율(ϵ_{r2})의 보상점
(a) Compensated point of ϵ_{r2}



(b) 덮개층 높이(H_2)의 보상점
(b) Compensated point of H_2

그림 3. 유전체 덮개층의 보상점
Fig. 3. Compensated point of dielectric overlay.

V. 트랜스버설 필터 설계

그림 2의 u 영역 패턴을 만족시키는 우모드 특성 임피던스 $Z_{oe}(z)$ 를 식 (7)을 사용하여 계산하고 그 결과를 그림 4에 보였다. 그림 1에서 트랜스버설 필터의 가중치요소 k_N 은 분할된 각 결합기의 결합계수에 대응하므로 $Z_{oe} < Z_{o0}$ 인 경우, 즉 결합계수가 음수가 될 경우도 존재할 수 있다. 따라서 실제 결합기 구현을 위해서는 $Z_{oe} > Z_{o0}$ 인 조건을 만족해야 하므로 Z_o 시스템에서 $Z_{oe} > Z_o$ 가 되도록 결합도 패턴이 합성되어야 한다. 이를 위해 본 연구에서는 첫 번째 lobe의 감도가 제일 크다는 점을 활용하여 $Z_{oe}(z) > Z_o$ 가 만족될 수 있도록 첫 번째 lobe 크기의 목표값을 설정하였다. 그림 4에서 리플형인 경우 결합계

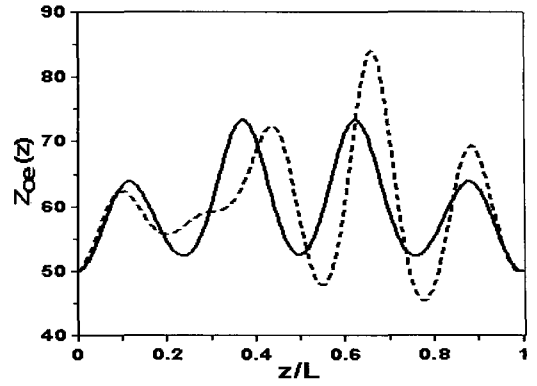


그림 4. 예(그림 2)에 대응되는 우모드 임피던스 프로파일

Fig. 4. Even mode impedance profiles correspondent to examples(Fig. 2).

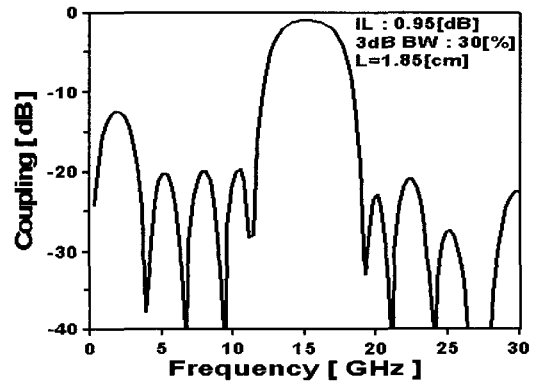


그림 5. 중심주파수 15 GHz를 갖는 트랜스버설 필터 주파수 영역 결합도 계산 예

Fig. 5. Calculated frequency domain coupling factor of designed transversal filter with 15 GHz center frequency.

수가 음수가 되는 위치가 존재하므로 첫 번째 lobe의 목표값을 증가시키면 간단히 이 문제를 해결할 수 있다.

한편 우모드 특성임피던스를 만족시키는 결합선로의 $S(z)$ 와 $W(z)$ 는 스펙트럴 영역법을 사용하여 도출하고 chain 행렬을 사용한 2-포트 해석을 통해 주파수 영역에서의 결합도를 산출할 수 있다. 이때 결합기 길이를 조절하므로서 원하는 주파수 센터링이 구현될 수 있다. 그리고 전기적 길이 차원을 갖는 u 영역에서 해석되어 지연요소 합성문제는 결합기 길이 L 의 선정에 의해 쉽게 해결될 수 있다. 그리고

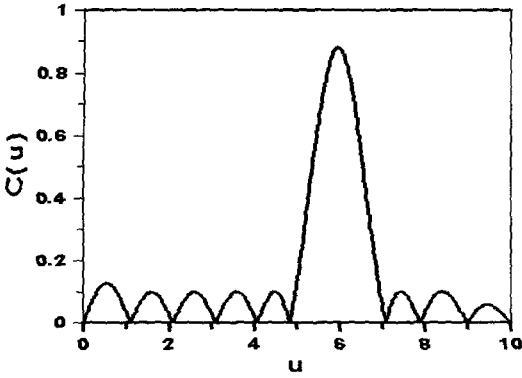


그림 6. 합성된 u 영역 결합도 패턴
Fig. 6. Synthesized u domain coupling factor.

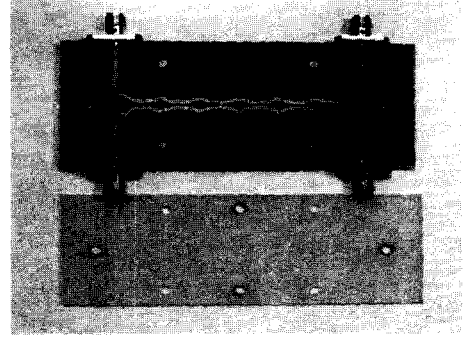
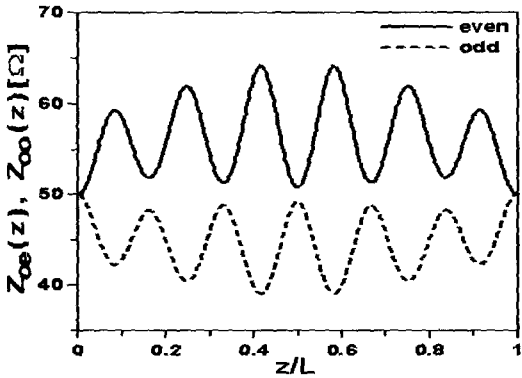
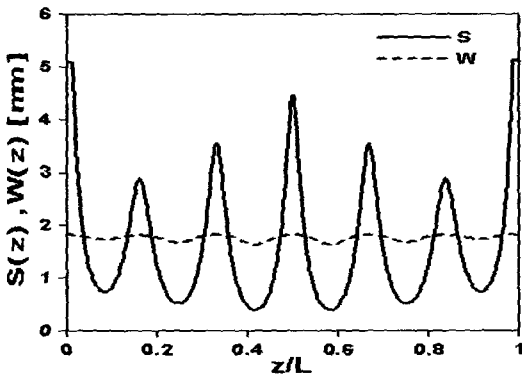


그림 8. 실제 제작된 트랜스버설 필터 사진
Fig. 8. Photograph of constructed transversal filter.



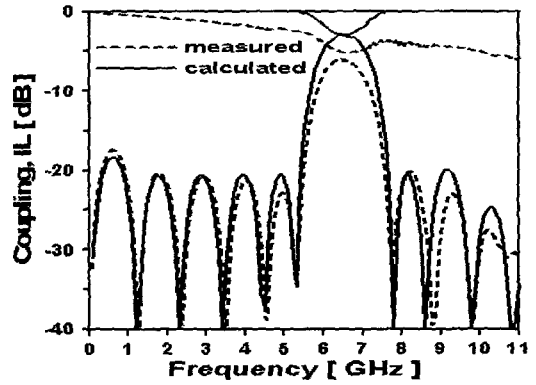
(a) 임피던스 프로파일
(a) Impedance profile



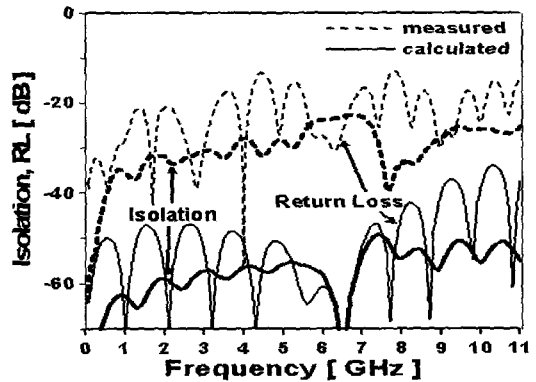
(b) 스트립 폭과 간격
(b) Strip width and spacing

그림 7. 계산된 모드 임피던스 프로파일과 해당 결합선로 스트립 폭과 간격
Fig. 7. Calculated mode impedance profiles and correspondent strip width and spacing.

대역폭 조절은 lobe의 개수와 크기를 적절히 하므로



(a) 결합도와 삽입손실
(a) Coupling and insertion loss



(b) 격리도와 반사손실
(b) Isolation and return loss

그림 9. 제작된 필터의 주파수 특성
Fig. 9. Frequency characteristics of constructed filter.

서 가능하다. 이상의 일련의 과정을 사용하여 중심 주파수 15 GHz에서 3 dB 대역폭이 30%이고 결합도가 0.95 dB인 트랜스버설 필터를 설계한 결과를

그림 5에 보였다. 설계에 사용한 기판은 비유전율이 10.2, 기판높이가 0.635 mm인 duroid 기판이다.

제안한 방법의 타당성을 검증하기 위해 중심주파수 6.5 GHz에서 -3 dB인 트랜스버설 필터를 설계, 제작하였다. $N=8$, main lobe는 -3 dB에 해당하는 $0.707(\tanh(0.883))$ 값과 sidelobe는 -20 dB에 해당하는 0.1 값을 목표값으로 두었으며 그림 6과 같은 패턴을 합성하였다. 그림 7(a)는 제어된 lobe 패턴을 사용하여 도출된 비선형 분포함수 $g(p)$ 값을 식 (7)에 대입하여 계산한 연속적인 우모드 및 기모드 임피던스 프로필을 나타낸 것이다. 이때 모든 포트 임피던스 Z_0 는 50 Ω 으로 두었다. 그리고 그림 3의 마이크로스트립 결합선로에 대해 스펙트럴 영역법을 수행하고 해당 프로필을 만족하는 선로의 폭과 간격을 최적화시킨 결과를 그림 7(b)에 보였다. 6.5 GHz에 주파수 센터링이 되도록 지연요소인 길이 설정을 위해 반복법을 적용한 2-포트 해석을 통해 최적화시켰다. 그 결과 $L=6.7$ cm이며, 이 때 그림 2로부터 superstrate 비유전율과 높이는 substrate와 거의 같을 때 최적임을 고려하여 덮개층은 비유전율이 4.8이고 높이가 1 mm인 FR-4 기판을 사용하였다. 그림 8은 실제 제작된 사진이고 그림 9는 주파수 특성을 보이기 위해 계산치와 측정치를 비교한 그림이다. 이 결과로부터 제안된 방법이 타당함을 알 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 결합선로형 트랜스버설 필터 구성 요소인 지연요소와 가중치요소를 효율적으로 구할 수 있는 방법을 위해 시간영역 대신 전기적 길이 영역에서, 결합도가 갖는 lobe를 적절히 제어하는 방법을 제안하였다. 전기적 길이 영역의 결합도가 갖는 개별 lobe들의 크기를 제어하는 과정에서 Woodward-Lawson 샘플링법을 개선, 적용시켜 결합도 목표값을 만족시키는 연속적인 임피던스 프로필을 도출하였고, 이로부터 산출된 분포된 결합계수가 가중치요소

에 대응되도록 하였다. 그리고 설계된 필터에 대한 주파수 영역 2-포트 해석을 통해, 주파수 센터링을 위한 최적한 필터 길이를 도출함으로써 지연요소는 자동적으로 계산될 수 있음을 보였다. 유전체 덮개층을 사용한 마이크로스트립 트랜스버설 필터를 스펙트럴 영역법을 사용하여 설계, 제작 및 실험함으로써 제안한 방법의 타당성을 검증하였다.

참 고 문 헌

- [1] T. Hiratsyka, Y. Ida, N. Imai, and E. Ogawa, "A Ku-band transversal filter using directional couplers made of a multilayer ceramic", *IEICE Trans. Electron*, E78-C, no. 8, pp. 1134-1138, Aug. 1995.
- [2] C. Rauscher, "Microwave active filters based on transversal and recursive principles", *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 33, pp. 1350-1369, 1985.
- [3] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, McGraw-Hill, 1966.
- [4] W. L. Stutzman, G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, John Wiley & Sons, 1981.
- [5] D. W. Kammler, "The design of discrete N-section and continuously tapered symmetrical microwave TEM directional couplers", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-17, no. 8, pp. 577-590, Aug. 1969.
- [6] T. T. Taylor, "Design of line-source antennas for narrow beamwidth and low side lobes", *IRE Trans. Antennas and Propg.*, vol. AP-3, pp. 16-28, Jan. 1955.
- [7] S. J. Orfanidis, *Introduction to Signal Processing*, Prentice Hall, 1996. .
- [8] D. W. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*, Artech House, 1994.

정 현 수



2003년 2월: 금오공과대학교 전자공학과 (공학사)
2003년 3월~현재: 금오공과대학교 전자공학부 석사과정
[주 관심분야] 마이크로파 회로 및 소자 등

박 의 준



1983년 2월: 동아대학교 전자공학과 (공학사)
1986년 8월: 고려대학교 전자공학과 (공학석사)
1990년 2월: 고려대학교 전자공학과 (공학박사)
1990년 2월~현재: 금오공과대학교 전자공학부 교수
[주 관심분야] 전자장 이론 및 안테나, 마이크로파 전송선로 및 회로설계 등

전 상 재



1999년 2월: 금오공과대학교 전자공학과 (공학사)
2002년 2월: 금오공과대학교 전자공학과 (공학석사)
2002년 3월~현재: 금오공과대학교 전자공학과 박사과정
[주 관심분야] 마이크로파 전송선로 및 전자장 이론 등