



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2013년10월08일
(11) 등록번호 10-1313694
(24) 등록일자 2013년09월30일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H03H 9/46 (2006.01) H03H 7/12 (2006.01)
H01P 1/20 (2006.01)
(21) 출원번호 10-2012-0091395
(22) 출원일자 2012년08월21일
심사청구일자 2012년08월21일
(56) 선행기술조사문헌
KR100473117 B1

(73) 특허권자
전북대학교산학협력단
전라북도 전주시 덕진구 백제대로 567 (덕진동1가)
세원텔레텍 주식회사
경기도 안양시 만안구 전파로44번길 53 (안양동)
(72) 발명자
김철동
경기도 용인시 수지구 성북2로 126, 306동 101호 (성북동, 성동마을 LG빌리지 3차아파트)
정용채
전라북도 전주시 덕진구 덕진1가 664-14 전북대학교
(74) 대리인
임준호

전체 청구항 수 : 총 10 항

심사관 : 손현웅

(54) 발명의 명칭 **고조파 억제 가변 이중대역 대역통과 여파기**

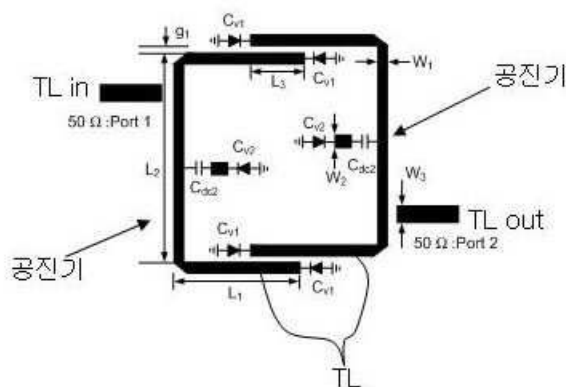
(57) 요약

본 발명에서는 광대역 고조파(harmonic) 억제 특성을 갖는 가변 이중대역 대역통과 여파기를 개시한다. 이는 두 주파수 대역 중에서 한 주파수 대역은 고정시킨 상태에서 다른 주파수 대역은 가변할 수 있는 기능과 두 주파수 대역 모두 가변할 수 있는 기능을 제공한다.

일반적인 대역통과 여파기는 고조파 대역에서 신호 통과 특성이 있지만 본 발명은 간단한 구조의 결함 접지 구조(Defected Ground Structure: DGS)를 사용하여 광대역에 걸쳐 고조파를 억제하는 기능을 구현한다.

즉, 본 발명은 첫 번째의 통과대역 중심 주파수의 가변 범위는 0.85~1.2GHz 이며 13%의 3-dB 국부 주파수 대역폭(Fractional Bandwidth: FBW)을 가지고, 두 번째의 통과대역 중심 주파수의 가변 범위는 1.40~2.14GHz 이며 11%의 3-dB FBW를 갖는다. 그리고 고조파 억제 특성은 두 번째의 통과대역 고조파 성분을 기준으로 10차까지 20dB이상 차단할 수 있는 특성을 갖는다.

대표도 - 도4



특허청구의 범위

청구항 1

특성 어드미턴스(Y)와 물리적 길이(L)를 갖는 전송선로와, 상기 전송선로의 양 끝단에 연결되는 두 개의 버랙터 다이오드와, 상기 전송선로의 중심에 단락 연결되는 한 개의 버랙터 다이오드로 구성되는 공진기를 포함하여 이루어지는 것을 특징으로 하는 고조파 억제 가변 이중대역 대역통과 여파기.

청구항 2

제1항에 있어서, 상기 공진기는 Odd-mode 입력상태에서 전송선로의 중간 지점이 가상의 접지상태인 등가 회로를 구성하는 것을 특징으로 하는 고조파 억제 가변 이중대역 대역통과 여파기.

청구항 3

제1항에 있어서, 상기 공진기는 Even-mode 입력상태에서 전송선로의 중간 지점의 버랙터 다이오드가 절반으로 나뉜 등가 회로를 구성하는 것을 특징으로 하는 고조파 억제 가변 이중대역 대역통과 여파기.

청구항 4

제3항에 있어서, 상기 공진기는 전송선로들을 구부림으로 개방 루프 형태를 갖게 하여 전체 공진기의 면적을 줄일 수 있도록 하는 것을 특징으로 하는 고조파 억제 가변 이중대역 대역통과 여파기.

청구항 5

제4항에 있어서, 개방 루프 형태를 갖도록 구부린 두 전송선로(공진기)들을 결합시켜 하나의 가변 대역통과 여파기를 구성하되, 상기 결합된 두 전송선로(공진기) 사이의 틈과 결합 부위의 길이를 조절하는 것에 의해, 첫 번째 통과대역과 두 번째 통과대역의 공진 주파수 대역폭을 조절할 수 있도록 함을 특징으로 하는 고조파 억제 가변 이중대역 대역통과 여파기.

청구항 6

제5항에 있어서, 상기 가변 대역통과 여파기는 두 전송선로의 양 끝단에 4개의 버랙터 다이오드가 각각 연결되어 있고, 각 전송선로의 중앙에 버랙터 다이오드가 하나씩 단락 연결 구성되는 것을 특징으로 하는 고조파 억제 가변 이중대역 대역통과 여파기.

청구항 7

제6항에 있어서, 상기 가변 대역통과 여파기를 구성하는 각 입·출력 전송선로 사이 및 각 전송선로의 중간에 DC 차단을 위한 커패시터를 각각 설치하는 것을 특징으로 하는 고조파 억제 가변 이중대역 대역통과 여파기.

청구항 8

제6항에 있어서, 이중대역 BPF 고조파 억제 특성을 개선하기 위하여 상기 가변 대역통과 여파기의 입력 단과 출력 단에 결합 접지 구조(Defected Ground Structure; DGS)를 설치하여 DGS의 주파수 대역 차단특성이 BPF의 고조파 억제에 사용되도록 한 것을 특징으로 하는 고조파 억제 가변 이중대역 대역통과 여파기.

청구항 9

제5항 내지 제8항 중 어느 한 항에 있어서, 일정한 3-dB 국부 주파수 대역폭(FBW)과 통과대역 주파수 특성을 유지하면서, 가변 대역통과 여파기를 구성하는 두 전송선로의 양 끝단과 중앙에 연결된 각 버랙터 다이오드들의 커패시턴스(C_{v1})(C_{v2})를 변화시켜 통과대역 공진 주파수를 조정할 수 있도록 하는 것을 특징으로 하는 고조파 억제 가변 이중대역 대역통과 여파기.

청구항 10

제5항 내지 제8항 중 어느 한 항에 있어서, 일정한 3-dB 국부 주파수 대역폭(FBW)과 통과대역 주파수 특성을 유지하면서, 가변 대역통과 여파기를 구성하는 두 전송선로의 양 끝단에 연결된 버랙터 다이오드들의 커패시턴스가 고정되어 있을 때, 상기 두 전송선로의 중앙에 연결된 버랙터 다이오드들의 커패시턴스만의 변화로 가변 대역통과 여파기의 통과대역 공진 주파수를 조정할 수 있도록 하는 것을 특징으로 하는 고조파 억제 가변 이중대역 대역통과 여파기.

명세서

기술분야

[0001] 본 발명은 가변 이중대역 대역통과 여파기에 관한 것으로서, 더욱 상세하게는 광대역 고조파(harmonic) 억제 특성을 갖는 고조파 억제 가변 이중대역 대역통과 여파기에 대한 것이다.

배경 기술

[0002] 전기적으로 통과 주파수 대역의 조정이 가능한 가변 다중대역 마이크로파 대역통과 여파기(Bandpass Filter: BPF)는 다중대역 무선 통신과 레이더 시스템의 복잡성과 면적을 줄이기 위한 필수적인 요소이다. 가변 다중대역 BPF를 설계하기 위해 지금까지 다양한 주파수 가변 장치들을 적용한 방식들이 소개되었다.

[0003] 최근까지 MEMS(Micro-Electro Mechanical System) 장치가 높은 Q값과 좋은 선형성을 가지고 있어서 넓게 사용되어 왔다(비특허문헌[1]~[4]). 그러나 RF-MEMS의 비싼 제작 비용과 기술적으로 발전이 정체되어 있어서 가변 주파수 가변 장치의 설계에 한계가 있어 왔고, 이 때문에 강유전성 소자(비특허문헌[5][6]), 압전변환기(비특허문헌[7]) 그리고 P-I-N 다이오드(비특허문헌[8])를 이용한 가변 BPF들도 많이 연구되었다.

[0004] 반도체 버랙터 다이오드(Semiconductor varactors)는 높은 조정(Tuning) 속도와 신뢰성 때문에 가변 BPF 설계에 폭 넓게 사용되고 있다(비특허문헌[9]~[13]). 컴라인(Comblin) 구조의 여파기에 버랙터 다이오드를 사용한 방식(비특허문헌[9][10]), 인터디지털(Interdigital) 구조의 여파기에 4-극 버랙터를 이용한 방식(비특허문헌[11]), 미리 정의된 대역폭 특성을 갖는 2-극 가변 여파기(비특허문헌[12]), 이중 모드 공진기들을 이용한 가변 BPF(비특허문헌[13]) 등이 있다.

[0005] 그리고 BPF의 주파수 선택도 향상을 위한 전송 영점들을 갖는 여파기들이 제안되었다(비특허문헌[14][15]). 강유전성의 커패시터들은 Ka-와 U-band 시스템에서 필요한 가변 대역통과 여파기의 설계에 사용되었다(비특허문헌[16]). 넓은 주파수 조정 범위를 갖는 기관 집적 캐비티(Cavity) 여파기도 연구되었다(비특허문헌[17]). 그러나 지금까지의 설계 방법에서는 통과 주파수 대역을 동시에 조정할 수 있는 가변 이중대역 BPF는 없었다.

[0006] 또한, 가변 이중대역 BPF의 설계 방법에 대한 연구들도 있다(비특허문헌[18]-[21]). 그러나 이러한 방식은 모두 첫 번째 통과대역은 고정되어 있고, 두 번째 통과 대역을 조정하는 방법에 초점이 맞춰져 있었다.

[0007] 또한, Djoumessi에 의해 버랙터 조정 $\lambda/4$ 이중대역 BPF가 발표된 바 있지만 이는 큰 면적과 많은 버랙터 다이오드와 그에 따른 바이어스 회로가 추가적으로 필요하다는 단점이 있다(비특허문헌[22]).

[0008] 일반적으로 가변 BPF의 통과대역 주파수를 조정하면 차단대역에서의 신호 차단 특성이 나빠진다. 이러한 현상은 일반적으로 분산 소자형 BPF가 고조파 대역에서도 신호 통과 특성을 갖는 것에 기인한다. 그래서 고조파의 억제는 가변 BPF의 중요한 설계 사양 중에 하나이다. 이러한 설계 사양은 가변 이중대역 여파기의 설계 사양에서도

드물지 않게 찾아볼 수 있다. 그러나 단일 대역 가변 여파기의 설계에서만 고조파 억제에 대한 약간의 해결책을 찾아볼 수 있다(비특허문헌[23]~[25]).

- [0009] 한편, 통과 주파수 대역은 고정된 상태에서 통과 대역보다 높은 주파수 대역에서의 차단 특성을 확장하여 고조파 억제 대역을 개선시키는 BPF들이 제시되었다(비특허문헌[26]~[28]). 비특허문헌[26]은 헤어핀(Hairpin) 공진기들 사이의 간격을 좁히는 데에 한계가 있어 공진 주파수가 많은 변화를 가져올 수 없으므로 다른 성능을 향상시키는 방법이 필요하다. 비특허문헌[27]의 중단 결합된(End-coupled) SIR(Stepped Impedance Resonators)은 저지 대역에서 훌륭한 차단 특성을 갖는다. 그리고 비특허문헌[28]은 다수의 전송영점을 고조파 대역에 위치시켜 광대역 고조파 억제 특성을 얻을 수 있다.

선행기술문헌

비특허문헌

- [0010] (비특허문헌 0001) [1] K. Entesari and G. M. Rebeiz, "A differential 4-bit 6.5-10 GHz RF MEMS tunable filter", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 53, no. 3, pp. 1103-1110, Mar. 2005.
- (비특허문헌 0002) [2] S.Park, M. A. El-Tanani, I. Reines, and G. M. Rebez, "LoW-Loss 4-6 GHz tunable filter with 3-bit high Q-orthogonal bias RF-MEMS capacitance network", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 56, no. 10, pp. 2348-2355, Oct. 2008.
- (비특허문헌 0003) [3] A. Pothier, J. C. Orlianges, G. Zheng, C. Champeaux, A. Catherinot, P. B. D. Cros, and J. Papaplymerou, "Low-loss 2-bit tunable bandpass filters using MEMS DC contact switches", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 53, no. 1, pp. 354-360, Jan. 2005.
- (비특허문헌 0004) [4] K. Entersari and G. M. Rebeiz, "A 12-18 GHz three-pole RF MEMS tunable filter", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 53, no. 8, pp. 2566-2571, Aug. 2005.
- (비특허문헌 0005) [5] J. Nath, D. Ghosh, J. P. Maria, A. I. Kingon, W. Fathelbab, P. D. Franzon, and M. B. Steer, "An electronically tunable microstrip bandpass filter using thin-film barium-strontium-titanate (BST) varactors", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 53, no. 9, pp. 2707-2712, Sep. 2005.
- (비특허문헌 0006) [6] I. Vendik, O. Vendik, V. Pleskachev, A. Svishev, and R. Wordenweber, "Design of tunable ferroelectric filters with a constant fractional bandwidth", in IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., pp. 1461-1464, 2001.
- (비특허문헌 0007) [7] L. H. Hsieh and K. Chang, "Tunable microstrip bandpass filters with two transmission zeros", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 51, no. 2, pp. 520-525, Feb. 2003.
- (비특허문헌 0008) [8] B. Liu, F. Wei, and X. Shi, "Reconfigurable bandpass filter based on net-type stepped impedance resonator", Electronics Letters, vol. 46, no. 22, pp. 1506-1507, Feb. 2010.
- (비특허문헌 0009) [9] I. C. Hunter and J. D. Rhodes, "Electronically tunable microwave band pass filters", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 30, no. 9, pp. 1354-1360, Sep. 1982.
- (비특허문헌 0010) [10] B. W. Kim and S. W. Yun, "Varactor tuned combline bandpass filter using step-impedance microstrip lines", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 52, no. 4, pp. 1279-1283, Apr. 2004.
- (비특허문헌 0011) [11] A. R. Brown and G. M. Rebeiz, "A varactor tuned RF filter", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 48, no. 7, pp. 1157-1160, Jul. 2000.
- (비특허문헌 0012) [12] S. J. Park and G. M. Rebeiz, "Low loss two pole tunable filters with three different predefined bandwidth characteristics," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 56, no. 5, pp. 1137-1148, May 2008.
- (비특허문헌 0013) [13] W. Tang and J. Hong, "Varactor-tuned dual-mode bandpass filters", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 58, no. 8, pp. 2213-2219, Aug. 2010.

- (비특허문헌 0014) [14] J. Long, C. Li, W. Cui, J. Huangfu, and L. Ran, "A tunable microstrip bandpass filter with two independently adjustable transmission zeros", *IEEE Microw. Wireless Compon. Letters*, vol. 21, no. 2, pp. 74-76, Feb. 2011.
- (비특허문헌 0015) [15] Y. Chiou and G. M. Rebeiz, "A tunable three-pole 1.5-2.2 GHz bandpass filter with bandwidth and transmission zero control", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 11, pp. 2872-2878, Nov. 2011.
- (비특허문헌 0016) [16] H. Jiang, B. Lacroix, K. Choi, Y. Wang, A. T. Hunt and J. Papapolymerou, "Ka- and U-band tunable bandpass filters using ferroelectric capacitors", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 12, pp. 3068-3074, Dec. 2011.
- (비특허문헌 0017) [17] S. Moon, H. H. Sigmarsson, H. Joshi, and W. J. Chappell, "Substrate integrated evanescent-mode cavity filter with a 3.5 to 1 tuning ratio", *IEEE Microw. Wireless Compon. Letters*, vol. 20, no. 8, pp. 450-452, Aug. 2010.
- (비특허문헌 0018) [18] X. Y. Zhang and Q. Xue, "Novel centrally loaded resonators and their applications to bandpass filters", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 4, pp. 913-921, Apr. 2008.
- (비특허문헌 0019) [19] D. Girbau, A. Lazaro, E. Martinez, D. Masone, and L. Pradell, "Tunable dual-band bandpass filter for WLAN applications", *Microw. Optical Tech. Letts.*, vol. 51, no. 9, pp. 2025-2028, Sep. 2009.
- (비특허문헌 0020) [20] D. Girbau, A. Lazaro, A. Parez, E. Martinez, L. Pradell, and R. Villarino, "Tunable dual-band filters based on capacitive loaded stepped impedance resonators", in *Proceedings of 39th European Microw. Confer.*, pp. 113-116, 2009.
- (비특허문헌 0021) [21] G. Chaudhary, H. Choi, Y. Jeong, J. Lim, D. Kim, and J.-C. Kim, "Design of dual-band bandpass filter using DGS with controllable second passband", *IEEE Microw. Wireless Compon. Letters*, vol. 21, no. 11, pp. 589-891, Nov. 2011.
- (비특허문헌 0022) [22] E. E. Djoumessi, M. Chaker, and K. Wu, "Varactor-tuned quarter-wavelength dual-bandpass filter", *IET Microw. Antenna and Propagation*, vol. 3, no. 1, pp. 117-124, Feb. 2009.
- (비특허문헌 0023) [23] H. J. Park, J. Y. Park, J. C. Lee, J. H. Kim, B. Lee, N. Y. Kim, and U. S. Hong, "A new varactor tuned microstrip ring bandpass filter with harmonic suppression", in *Proceedings of Asia Pacific Microw. Confer.*, pp. 1127-1130, 2000.
- (비특허문헌 0024) [24] X. Y. Zhang, Q. Xue, C. H. Chan, and B. J. Hu, "Low-loss frequency agile bandpass filters with controllable bandwidth and suppressed second harmonic", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 6, pp. 1557-1564, Jun. 2010.
- (비특허문헌 0025) [25] X. Y. Zhang and Q. Xue, "High selectivity tunable bandpass filters with harmonic suppression", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 4, pp. 964-969, Apr. 2010.
- (비특허문헌 0026) [26] M. Jiang, H. P. Lin, and J. T. Kuo, "Design of quasi-elliptic function filters with dual-passband responses with multi-spurious suppression", in *Proc. Asia-Pacific Microw. Conf.*, pp. 2365-2368, 2007.
- (비특허문헌 0027) [27] M. Mokhtaari, K. Rambabu, J. Bornemann, and S. Amari, "Advanced stepped-impedance dual-band filters with wide second stopbands", in *Proc. Asia-Pacific Microw. Conf.*, pp. 2285-2288, 2007.
- (비특허문헌 0028) [28] J. T. Kuo and H. P. Lin, "Dual-band bandpass filter with improved performances in extended upper rejection band", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 4, pp. 824-829, Apr. 2009.
- (비특허문헌 0029) [29] J. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip filters for RF/Microwave Applications*,

John Wiley & Sons, 2001.

(비특허문헌 0030) [30] S. Sun and L. Zhu, "Periodically non-uniform coupled microstrip-line filter with harmonic suppression using transmission zero reallocation", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 53, no. 5, pp. 1817-1822, May 2005.

(비특허문헌 0031) [31] D. Ahn, J. S. Park, C. S. Kim, J. N. Kim, Y. Qian and T. Itoh, "A design of low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 49, no. 1, pp. 86-93, Jan. 2001.

(비특허문헌 0032) [32] J. S. Lim, S. W. Lee, C. S. Kim, J. S. Park, D. Ahn, and S. Nam, "A 4:1 unequal Wilkinson power divider", IEEE Microw. Wireless Compon. Letters, vol. 11, no.3, pp. 124-126, Mar. 2001.

(비특허문헌 0033) [33] Y. Jeong, S. Jeong, J. Lim and S. Nam, "A new method to suppress harmonics using 4 bias line combined by defected ground structure in power amplifier", IEEE Microw. Wireless Compon. Letters, vol. 13, no. 12, pp. 538-540, Dec. 2001.

(비특허문헌 0034) [34] J. Park, J. Kim, and S. Nam, "Design of a novel harmonic suppressed microstrip low-pass filter", IEEE Microw. Wireless Compon. Letters, vol. 17, no. 6, pp. 424-426, Jun. 2007.

(비특허문헌 0035) [35] D. Woo and T. Lee, "Suppression of harmonics in Wilkinson power divider using dual-band rejection by asymmetric DGS", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 53, no. 6, pp. 2139-2144, Jun. 2005.

(비특허문헌 0036) [36] C. Kim, D. Kim, I. Song, K. Leong, T. Itoh, and D. Ahn, "A design of a ring bandpass filters with wide rejection band using DGS and spur-line coupling structures", in IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., pp. 2183-2186, 2005.

(비특허문헌 0037) [37] J. Lim, C. Kim, D. Ahn, Y. Jeong, and S. Nam, "Design of low-pass filters using defected ground structure", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 53, no. 8, pp. 2539-2545, Aug. 2005.

발명의 내용

해결하려는 과제

- [0011] 이에 본 발명자는 상술한 바와 같은 문제점의 해결에 역점을 두어 광대역 고조파 특성을 갖는 고조파 억제 가변 이중대역 대역통과 여파기를 개발하고자 예의 연구하던 중 본 발명을 창안하여 완성하게 되었다.
- [0012] 따라서 본 발명의 목적은 광대역 고조파 억제 특성을 갖는 고조파 억제 가변 이중대역 BPF를 제공하는 데 있는 것이다.
- [0013] 본 발명의 다른 목적은 Odd-mode 커패시턴스에 의존하는 첫 번째 통과대역과, Even-mode와 Odd-mode 커패시턴스에 의존하는 두 번째 통과대역을 모두 조절할 수 있는 고조파 억제 가변 이중대역 BPF를 제공하는 데 있는 것이다.
- [0014] 본 발명의 또 다른 목적은 사용과의 필요에 따라 한 주파수 대역 쪽은 고정시키면서 다른 주파수 대역은 조절할 수 있는 고조파 억제 가변 이중대역 BPF를 제공하는 데 있는 것이다.

과제의 해결 수단

- [0015] 상술한 바와 같은 목적을 달성 및 기술적 과제를 해결하기 위해 본 발명의 바람직한 실시 양태는 이중대역 BPF 고조파 억제 특성을 개선하기 위하여 BPF의 입력 단과 출력 단에 결합 접지 구조(Defected Ground Structure; DGS)를 설치하여 DGS의 주파수 대역 차단 특성이 BPF의 고조파 억제에 사용되도록 한 고조파 억제 가변 이중대역 BPF를 제공한다.

- [0016] 또한, 본 발명의 다른 실시 양태로, 공진기가 전송선로와 세 개의 버랙터 다이오드로 구성되며, 두 버랙터 다이오드는 전송선로의 끝에 연결되어 있고, 또 다른 버랙터 다이오드 한 개는 두 전송선로의 중심에 단락 연결되도록 할 수도 있다.
- [0017] 또한, 본 발명의 또 다른 실시 양태로, 공진기가 Odd-mode 입력상태에서 전송선로의 중간 지점이 가상의 접지상태인 등가 회로를 구성할 수도 있다.
- [0018] 또한, 본 발명의 또 다른 실시 양태로, 공진기가 Even-mode 입력상태에서 전송선로의 중간 지점의 버랙터 다이오드가 절반으로 나뉜 등가 회로를 구성할 수도 있다.
- [0019] 또한, 본 발명의 또 다른 실시 양태로, 전송선로들을 구부림으로써 개방 루프 형태를 갖게 하여 전체 공진기의 면적을 줄일 수 있도록 할 수도 있다.
- [0020] 또한, 본 발명의 또 다른 실시 양태로, 가변 대역통과 여파기는 두 전송선로의 양 끝단에 4개의 버랙터 다이오드가 각각 연결되어 있고, 각 전송선로의 중앙에 버랙터 다이오드가 하나씩 단락 연결 구성될 수도 있다.
- [0021] 또한, 본 발명의 또 다른 실시 양태로, 가변 대역통과 여파기는 각 입·출력 전송선로 사이 및 각 전송선로의 중간에 DC 차단을 위한 커패시터를 각각 설치할 수도 있다.
- [0022] 또한, 본 발명의 또 다른 실시 양태로, 가변 대역통과 여파기는 결합된 두 전송선로(공진기) 사이의 틈과 결합부위의 길이를 조절하는 것에 의해 첫 번째 통과대역과 두 번째 통과대역의 공진 주파수 대역폭을 조절할 수도 있다.
- [0023] 또한, 본 발명의 또 다른 실시 양태로, 가변 대역통과 여파기는 버랙터 다이오드들의 바이어스 전압을 변화시키면 통과 대역 주파수의 변화시킬 수 있도록 할 수도 있다.
- [0024] 또한, 본 발명의 또 다른 실시 양태로, 가변 대역통과 여파기는 일정한 3-dB 국부 주파수 대역폭(FBW)과 통과대역 주파수 특성을 유지하면서, 두 전송선로의 양 끝단과 중앙에 연결된 각 버랙터 다이오드들의 커패시턴스를 변화시켜 통과대역 공진 주파수를 조정할 수 있도록 할 수도 있다.
- [0025] 또한, 본 발명의 또 다른 실시 양태로, 가변 대역통과 여파기는 일정한 3-dB 국부 주파수 대역폭(FBW)과 통과대역 주파수 특성을 유지하면서 두 전송선로의 양 끝단에 연결된 버랙터 다이오드들의 커패시턴스가 고정되어 있을 때, 그 두 전송선로의 중앙에 연결된 버랙터 다이오드들의 커패시턴스만의 변화로 가변 대역통과 여파기의 통과대역 공진 주파수를 조정할 수 있도록 할 수도 있다.

발명의 효과

- [0026] 상기와 같은 과제 해결 수단 및 구성을 갖춘 본 발명에 의한 고조파 억제 가변 이중대역 대역통과 여파기는 일반 가변 여파기에 비해 이중 통과대역에서 조정 가능한 주파수의 범위가 더 넓으며, 이중대역 중 한 대역만 가변할 수도 있고, 두 대역을 모두 가변할 수도 있다.
- [0027] 또한, 본 발명에 의한 고조파 억제 가변 이중대역 대역통과 여파기에서는 DGS 구조를 적용하여 광대역에 걸쳐 고조파 특성을 억압할 수 있다. 즉, 일정한 3-dB FBW와 통과대역 주파수 특성을 유지하면서 첫 번째 통과대역은 0.85GHz에서 1.2GHz까지 조정할 수 있고, 두 번째 통과대역은 1.4GHz부터 2.14GHz까지 조정할 수 있다. 따라서 두 번째 통과대역 주파수의 10차 고조파 성분까지 억압할 수 있다.
- [0028] 또한, 본 발명에 의한 고조파 억제 가변 이중대역 대역통과 여파기는 고조파를 차단하면서도 통과대역에서 추가적인 신호 감쇠 특성이 거의 없고, 전체 조정 영역에서 전송 영점을 통과대역 주파수에 가까이 위치하게 함으로써 여파기의 주파수 선택성을 높일 수 있다.

도면의 간단한 설명

- [0029] 도 1a는 본 발명을 구성하는 공진기의 기본 구조를 보인 예시도
- 도 1b는 동 공진기에서 Odd-mode 적용 등가 회로를 보인 예시도
- 도 1c는 동 공진기에서 Even-mode 적용 등가 회로를 보인 예시도

- 도 2a는 동 공진회로의 커패시턴스에 따른 공진 주파수 중 Odd-mode와 Even-mode 주파수를 모두 조정할 때를 예시한 그래프,
- 도 2b는 동 공진회로의 커패시턴스에 따른 공진 주파수 중 Odd-mode는 고정시키고 Even-mode 주파수만 조정할 때를 예시한 그래프,
- 도 3은 본 발명의 일 실시 예에 따른 공진기의 기본 구조를 보인 것으로, 입력 커플링 연결부분을 갖는 공진기의 예시도,
- 도 4는 본 발명의 일 실시 예로서, 공진기들 사이의 결합을 확인하기 위한 가변 이중대역 대역통과 여파기 구조도(물리적 값; $L_1=17.2$, $L_2=34.28$, $L_3=14$, $W_1=1.8$, $W_2=1.8$, $W_3=2.4$, $C_{dc2}=3.90\text{pF}$, 물리적 단위; mm),
- 도 5는 본 발명에 있어서, 공진기 사이의 틈(g_1)에 따른 공진기들 사이의 결합 특성(@ $L_3=10\text{mm}$, $C_{v1}=1\text{pF}$, $C_{v2}=0.9\text{pF}$)을 보인 예시도,
- 도 6은 본 발명에 있어서, 공진기 사이의 틈(g_1)과 결합 부위의 길이(L_3)의 변화에 따른 계산된 결합 계수를 보인 예시도,
- 도 7은 본 발명의 일 실시 예인 BPF I의 구조와 버랙터 다이오드의 등가 회로도(물리적 값; $L_1=17.2$, $L_2=27.6$, $L_3=5.3$, $L_4=10$, $W_1=1.8$, $W_2=2.4$, $W_3=1.8$, $g_1=0.4$, $C_{dc1}=20\text{pF}$, $C_{dc2}=3.90\text{pF}$, $C_p=0.51\text{pF}$, $R_s=1.2\Omega$, $L_s=0.7\text{nH}$, 물리적 단위; mm),
- 도 8은 본 발명에 있어서, 각 바이어스 전압에 따른 버랙터 다이오드의 커패 시턴스와 저항 성분을 나타낸 예시도,
- 도 9a는 본 발명에 있어서, 두 통과 대역이 조정 가능한 BPF I의 시뮬레이션과 측정결과의 비교도로서, 반사 손실을 보여준 예시도(역 바이어스 전압; @ $V_{c,v1}=1.5\sim 15\text{V}$, $V_{c,v2}=0.4\sim 15\text{V}$),
- 도 9b는 본 발명에 있어서, 두 통과 대역이 조정 가능한 BPF I의 시뮬레이션과 측정결과의 비교도로서, 삽입 손실을 보여준 예시도(역 바이어스 전압; @ $V_{c,v1}=1.5\sim 15\text{V}$, $V_{c,v2}=0.4\sim 15\text{V}$),
- 도 10a는 본 발명에 있어서, 첫 번째 대역은 고정시킨 상태에서 두 번째 대역만 조정한 BPF I의 시뮬레이션과 측정 결과의 비교도로서, 반사 손실을 보여준 예시도(역 바이어스 전압; @ $V_{c,v1}=5.45\text{V}$, $V_{c,v2}=3.08\sim 15\text{V}$),
- 도 10b는 본 발명에 있어서, 첫 번째 대역은 고정시킨 상태에서 두 번째 대역만 조정한 BPF I의 시뮬레이션과 측정 결과의 비교도로서, 삽입 손실을 보여준 예시도(역 바이어스 전압; @ $V_{c,v1}=5.45\text{V}$, $V_{c,v2}=3.08\sim 15\text{V}$),
- 도 11은 본 발명의 BPF I 샘플 사진,
- 도 12는 본 발명의 일 실시 예인 BPF II의 구조도(물리적 면적; $L_1=17.2$, $L_2=27.6$, $L_3=5.3$, $L_4=10$, $W_1=1.8$, $W_2=4.5$, $W_3=1.8$, $L_a=L_b=6$, $g_1=0.64$, $g_2=0.4$, $C_{dc1}=20\text{pF}$, $C_{dc2}=3.90\text{pF}$, 물리적 단위; mm),
- 도 13a는 본 발명에 있어서, 두 대역이 가변 가능한 BPF II의 시뮬레이션과 측정결과의 비교도로서, 반사 손실을 보여준 예시도(역 바이어스 전압; @ $V_{c,v1}=1.8\sim 15\text{V}$, $V_{c,v2}=1\sim 15\text{V}$),
- 도 13b는 본 발명에 있어서, 두 대역이 가변 가능한 BPF II의 시뮬레이션과 측정결과의 비교도로서, 삽입 손실을 보여준 예시도(역 바이어스 전압; @ $V_{c,v1}=1.8\sim 15\text{V}$, $V_{c,v2}=1\sim 15\text{V}$),
- 도 14a는 본 발명에 있어서, 첫 번째 대역은 고정시킨 상태에서 두 번째 대역만 가변한 BPF II의 시뮬레이션과 시뮬레이션과 측정결과의 비교도로서, 반사 손실을 보여준 예시도(역 바이어스 전압; @ $V_{c,v1}=5.60\text{V}$, $V_{c,v2}=4.2\sim 15\text{V}$),
- 도 14b는 본 발명에 있어서, 첫 번째 대역은 고정시킨 상태에서 두 번째 대역만 가변한 BPF II의 시뮬레이션과 측정결과의 비교도로서, 삽입 손실을 보여준 예시도(역 바이어스 전압; @ $V_{c,v1}=5.60\text{V}$, $V_{c,v2}=4.2\sim 15\text{V}$),
- 도 15는 본 발명에 있어서, 전체 가변 범위 통과대역에서 측정된 BPF II의 광대역 고조파 차단 특성을 보여준

예시도,

도 16a는 본 발명의 BPF II 샘플 사진으로서, 위의 면을 촬영한 평면도,

도 16b는 본 발명의 BPF II 샘플 사진으로서, 바닥의 면을 촬영한 저면도,

도 17은 본 발명에 있어서, 입력 전압에 따라 측정된 S_{21} 특성(@ $V_{c1}=3.7V$, $V_{c2}=3.5V$)을 나타낸 예시도,

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0030] 이하, 본 발명에 따른 실시 예를 첨부된 도면을 참조하여 보다 구체적으로 설명한다.

[0031] 이에 앞서, 후술하는 용어들은 본 발명에서의 기능을 고려하여 정의된 것으로서, 이는 본 발명의 기술적 사상에 부합하는 개념과 당해 기술분야에서 통용 또는 통상적으로 인식되는 의미로 해석되어야 함을 명시한다.

[0032] 또한, 본 발명과 관련된 공지기능 혹은 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 흐릴 수 있다고 판단되는 경우 그 상세한 설명은 생략한다.

[0033] 아울러 첨부된 도면들의 일부는 기술의 구성 및 작용에 대한 설명과 이해의 편의 및 명확성을 위해 일부분을 과장하거나 간략화하여 도시한 것으로서, 각 구성요소가 실제의 크기 및 형태와 정확하게 일치하는 것은 아님을 밝혀둔다.

[0034] 도 1a는 본 발명을 구성하는 공진기의 기본 구조를 보인 것이다. 동 공진기는 전송선로와 세 개의 버랙터 다이오드로 구성된다. 이론적인 해석을 위해서 특성 어드미턴스 Y 와 물리적 길이 L 을 갖는 전송선로는 무손실로 가정하였다. 두 개의 버랙터 다이오드는 전송선로의 끝단에 각각 연결되어 있고, 또 다른 버랙터 다이오드 한 개는 두 전송선로의 중심에 병렬로 연결되어 있다. 해석을 간단화하기 위해서 버랙터 다이오드의 기생 성분들은 무시하였다.

[0035] 도 1a의 구조로부터 공진 주파수들을 유도하기 위해서 Even-mode와 Odd-mode 해석이 적용되었다(비특허문헌[25] 참조).

[0036] <Odd-Mode 적용 해석>

[0037] Odd-mode 입력 신호들이 본 발명을 구성하는 도 1a의 공진기에 적용되었을 때 대칭 평면에서 전압이 0이 된다. 그러므로 Odd-mode 입력이 적용될 때 도 1a의 회로는 도 1b로 대체될 수 있다. Odd-mode 입력 어드미턴스 Y 는 다음과 같이 주어진다.

[0038]
$$Y_{in-odd} = j[\omega_{odd}C_{v1} - Y \cot(\beta L/2)]$$
 -----(1)

[0039] 여기서 C_{v1} 은 전송선로(TL)의 끝 단에 연결된 버랙터 다이오드들의 커패시턴스이고, β 는 전송선로의 전파 위상 상수이다. $Im(Y_{in-odd}) = 0$ 인 공진 조건으로부터 Odd-mode 공진 주파수는 다음과 같이 결정할 수 있다.

[0040]
$$f_{odd} \times \tan\left(\frac{\pi f_{odd} L}{v_p}\right) = \frac{Y}{2\pi C_{v1}}$$
 -----(2)

[0041] 여기서 v_p 는 신호의 위상 속도다. Odd-mode의 공진 주파수는 첫 번째 통과대역 주파수로 사용될 수 있다. 식 (2)로부터 Odd-mode 공진 주파수는 전송선로(TL)의 양 끝단에 연결된 버랙터 다이오드들의 커패시턴스 C_{v1} 에 의해서 결정될 수 있다. 그러므로 양 끝단의 버랙터 다이오드들의 커패시턴스 값을 결정하는 바이어스 전압을 변화시키면 통과대역 주파수를 변화시킬 수 있다. 게다가 Odd-mode 공진 주파수는 전송선로(TL)의 중간에 연결되어 있는 버랙터 다이오드와는 관계되지 않음을 알 수 있다.

[0042] <Even-Mode 적용 해석>

[0043] Even-mode 입력 신호들이 인가될 때 전송선로(TL)의 중간 지점을 통해서는 전류가 흐르지 않는다. 그러므로 Even-mode 입력 상태에서는, 도 1c에 나타냈듯이 전송선로(TL)의 중간 지점의 버랙터 다이오드가 절반으로 나눠진 등가 회로로 대체될 수 있다. Even-mode 입력 어드미턴스 Y 는 다음과 같다.

$$Y_{in,even} = j \left(\omega_{even} C_{v1} + Y \frac{\omega C_{v2}/2 + Y \tan(\beta L/2)}{Y - \omega \tan(\beta L/2) C_{v2}/2} \right) \quad \text{-----}(3)$$

[0045] 여기서 C_{v2} 는 전송선로(TL)의 중심에 연결되어 있는 버랙터 다이오드의 커패시턴스다. 공진 조건으로부터 Even-mode 공진 주파수는 다음과 같이 결정된다.

$$\left(f_{even} - \frac{Y^2}{2\pi^2 f_{even} C_{v1} C_{v2}} \right) \tan\left(\frac{\pi f_{even} L}{v_p} \right) = \frac{Y(C_{v1} + C_{v2}/2)}{\pi C_{v1} C_{v2}} \quad \text{-----}(4)$$

[0047] Even-mode의 공진 주파수는 두 번째 통과대역 주파수로 사용될 수 있다. 식 (4)로부터 Even-mode 공진 주파수는 버랙터 다이오드 커패시턴스 C_{v1} 과 C_{v2} 에 의해서 결정된다. 그러므로 버랙터 다이오드들의 바이어스 전압을 변화시키면 통과대역 주파수를 변화시킬 수 있다. 게다가 버랙터 다이오드 커패시턴스 C_{v1} 이 고정되어 있을 때는 Even-mode 공진 주파수는 버랙터 다이오드 커패시턴스 C_{v2} 만의 변화로 조절할 수 있다.

[0048] 따라서 첫 번째 주파수 통과대역은 고정된 상태(Odd-mode 공진 주파수)에서 두 번째 주파수 통과대역(Even-mode 공진 주파수)을 조절할 수 있는 이중대역 대역통과 여파기로 사용할 수 있다.

[0049] 도 1에서의 이론적 해석을 증명하기 위해서 Ansoft사의 HFSS v11을 이용하여 EM 시뮬레이션을 수행하였다. 본 발명의 가변 이중대역 BPF 입출력 단에 50Ω의 특성 임피던스를 갖는 마이크로스트립 전송선로를 연결하였으며, 이 때에 공진기의 길이는 40mm로 고정하였다.

[0050] 본 발명의 가변 이중대역 BPF의 입·출력 단자(Port 1)(Port 2)를 약한 결합력을 갖는 커패시터로 전송 선로(TL)에 연결하고, 버랙터 다이오드의 커패시턴스의 변화에 따른 S_{21} 의 크기를 시뮬레이션하여 나타낸 것이 도 2a이다. 시뮬레이션 결과로부터 커패시턴스들의 변화는 Odd-mode와 Even-mode의 공진 주파수들을 변화시킴을 확인할 수 있다. 본 발명의 가변 이중대역 BPF의 이러한 특성은 두 통과대역이 조절 가능한 이중대역 BPF의 설계에 이용될 수 있다.

[0051] 도 2b는 전송선로(TL)의 양 끝단에 연결된 버랙터 다이오드는 고정시킨 상태에서 중앙의 버랙터 다이오드의 커패시터의 변화에 따른 본 발명의 가변 이중대역 BPF 공진 회로의 S_{21} 의 크기를 보여준다. 시뮬레이션 결과를 살펴보면, 중앙에 연결되어 있는 버랙터 다이오드의 커패시턴스에 따라 Odd-mode 공진 주파수는 고정되고 Even-mode 공진 주파수는 변화함을 알 수 있다. 버랙터 다이오드의 커패시턴스 C_{v2} 가 3.5pF부터 0.3pF까지 변화함에 따라 공진 주파수는 1.5GHz부터 2.3GHz까지 변화시킬 수 있다. 본 발명의 가변 이중대역 BPF의 이러한 특성을 한 통과대역은 고정시킨 상태에서 다른 통과대역은 조절할 수 있는 이중대역 BPF 설계에 이용할 수 있다.

[0052] <External Quality Factor (Q_e)>

[0053] 본 발명의 가변 이중대역 BPF의 외면적인 질 요소(Quality Factor)를 찾기 위해서 도 3의 구조와 같이 변경하였다. 해석을 가능하게 하기 위해서 입력 단자(Port)에 연결된 전송선로의 영향은 무시하였다. 전체 선로의 중앙에서 바라본 입력 어드미턴스(Y_L)는 다음과 같다.

$$Y_L = j \left[\frac{\omega C_{v1} + Y \tan\left(\frac{\omega L}{v_p}\right)}{\omega C_{v2} + Y \frac{\omega C_{v1} + Y \tan\left(\frac{\omega L}{v_p}\right)}{Y - \omega C_{v1} \tan\left(\frac{\omega L}{v_p}\right)}} \right] \quad \text{-----}(5)$$

[0055] 또한, 입력 단자에서 바라본 전체 입력 어드미턴스(Y_{in})은 다음과 같다.

$$Y_m = j \left[\frac{\omega C_{v1} + Y \tan\left(\frac{\omega L_1}{v_p}\right)}{Y - \omega C_{v1} \tan\left(\frac{\omega L_1}{v_p}\right)} \right] + Y \frac{Y_L + jY \tan\left(\frac{\omega L_2}{v_p}\right)}{Y + jY_L \tan\left(\frac{\omega L_2}{v_p}\right)} \quad \text{-----}(6)$$

[0057] 외면적인 질 요소(Q_e)는 다음과 같이 결정된다[24].

$$Q_e = \frac{\omega_0}{2Y_0} \left. \frac{\partial \text{Im}[Y_m]}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} \text{-----}(7)$$

[0059] 앞 식들을 정리해 보면 전송선로(TL)의 길이 L_1 과 L_2 가 질 요소(Q_e)에 영향을 미칠 것이다. 그러므로 적절한 길이를 찾아서 조율 주파수 범위 내에서 이상적인 질 요소(Q_e) 값을 찾을 수 있다.

[0060] <결합 계수(K_i)>

[0061] 도 4는 EM 시뮬레이션을 이용하여 두 공진기 간의 결합 계수(K_i) 특성을 알아보기 위한 구조이다. 공진기 사이의 틈(g_1)과 결합 부위의 길이(L_3)가 시뮬레이션을 위한 주요 요소다. 시뮬레이션에서 고정된 다른 요소들 또한 도 4에서 찾아볼 수 있다. 입력 부분(Port 1)과 출력 부분(Port 2)의 영향을 감소시키기 위해서 50Ω 전송선로를 연결하였으며, 커패시터(C_{dc2})들은 이상적인 소자들로 가정하였다. 공진기 사이의 틈(g_1)의 변화에 따른 공진기 사이의 결합 특성은 도 5에 나타내었다. 도 5에서 보듯이 공진 주파수의 대역폭은 공진기 사이의 틈(g_1)에 의해서 조절될 수 있다.

[0062] 두 통과대역의 원하는 설계를 위해서 두 대역의 결합량을 다음 공식에 따라 구할 수 있다.

$$K_1 \approx \frac{f_{od2}^2 - f_{od1}^2}{f_{od2}^2 + f_{od1}^2} \quad K_2 \approx \frac{f_{ev2}^2 - f_{ev1}^2}{f_{ev2}^2 + f_{ev1}^2} \text{-----}(8a)$$

$$\frac{K_1}{K_2} \approx \frac{\Delta_1}{\Delta_2} \text{-----}(8b)$$

[0065] 여기서 K_1 과 K_2 는 두 대역의 결합 계수이고, f_{odi} 와 f_{evi} ($i=1, 2$)는 두 대역의 Odd-mode와 Even-mode의 공진 주파수들이다. f_{od1} , f_{od2} , f_{ev1} 그리고 f_{ev2} 의 조정에 의해서 첫 번째 통과대역과 두 번째 통과대역의 대역폭이 결정된다. 그러므로 두 통과대역의 대역폭은 그들의 결합계수를 변화시켜 조정할 수 있다. g_1 과 L_3 에 따른 결합계수의 변화를 도 6에 나타냈다.

[0066] 위에서 설명하였듯이, 본 발명을 증명하기 위해서 두 형태의 가변 이중대역 BPF를 설계하였다.

[0067] 기판은 2.2의 비유전율(ϵ_r) 과 31mil의 두께(h)를 갖는 Rogers사의 RT/Duriod 5880을 사용하였다.

[0068] <실시 예 1; BPF I 가변 이중대역 대역통과 여파기>

[0069] 도 7은 2차 마이크로스트립 가변 이중대역 대역통과 여파기(BPF I)의 구조이다. 이 여파기는 4개의 버랙터 다이오드가 두 개의 마이크로스트립 전송선로(TL)의 양 끝단에 연결되어 있고, 각 마이크로스트립 전송선로(TL)의 중앙에 버랙터 다이오드가 하나씩 병렬로 연결되어 있다.

[0070] 이 BPF I 을 구성하는 전송선로(TL)들을 구부림으로써 개방 루프 형태를 갖게 하여 전체 BPF I 여파기의 면적을 줄일 수 있다. 버랙터 다이오드는 Skyworks Solutions사의 SMV1233-079LF를 사용하였으며, 입·출력 전송선로(TL_{in})(TL_{out})는 공진기들에 맞추어 설계하였다. 각 입·출력 전송선로(TL_{in})(TL_{out}) 사이의 두 커패시터(C_{dc1})들은 DC 차단을 위한 것이다. 다른 두 DC 차단 커패시터(C_{dc2})들은 두 전송선로(TL)의 중간에 각각 부착되어 있다.

[0071] 회로 성능 시뮬레이션은 Agilent Technologies의 Advanced Design System(ADS) 2011을 사용하였다. 시뮬레이션에 사용된 도 7의 버랙터 다이오드의 SPICE 모델은 제조사에서 제공한 것을 사용하였다. 시뮬레이션을 통하여 도 7에서 나타낸 버랙터 다이오드의 커패시턴스와 저항값들을 구할 수 있다. 버랙터 다이오드의 측정된 커패시턴스와 직렬 저항(R_s)값들은 도 8에 나와있다.

[0072] 도 9a와 도 9b는 몇 가지 바이어스 조합에 따른 BPF I 여파기의 시뮬레이션과 측정 결과를 보여준다. 측정 결과는 시뮬레이션 결과와 거의 일치하는 것을 볼 수 있다. 측정결과, 첫 번째 통과대역은 13%의 3-dB 국부 주파수 대역폭(FBW)를 가지면서 0.85GHz부터 1.2GHz까지 주파수를 조정할 수 있었다. 그리고 두 번째 통과대역 11%

의 3-dB FBW를 가지면서 1.4GHz에서 2.14GHz까지 주파수를 조정할 수 있었다.

[0073] 도 9a에 보이는 바와 같이, 두 통과 대역에서의 반사 손실은 모든 주파수 조정 범위에서 12dB보다 좋게 나타났다. 도 9b는 상기 BPF I 여파기의 S_{21} 특성을 보여준다. 삽입 손실은 첫 번째 통과대역에서 0.85 ~ 2.42dB의 특성을 가진다. 그리고 두 번째 통과대역에서는 1.20 ~ 3.30dB의 특성을 가진다. 통과대역이 낮은 주파수로 조정될수록 삽입 손실이 커진다. 왜냐하면 마이크로스트립 전송선로의 전기적 길이가 짧아지면 전체 공진기의 Q 값도 감소하게 되기 때문이다.

[0074] 각 바이어스 전압은 BPF I 여파기의 선택성을 높이기 위하여 통과대역 가까이 있는 세 전송 영점을 제공한다. 두 전송 영점은 입력연결 부분에서 전송선로(TL)의 양 끝단의 버랙터 다이오드까지의 길이에 의해서 결정되고, 두 번째 통과대역의 높은 주파수 부분에서 발생하는 전송 영점은 입력 전송선로 연결부로부터 전송선로(TL) 중앙에 단락 연결된 버랙터 다이오드까지의 길이에 의해서 결정된다.

[0075] 도 10a 및 도 10b는 첫 번째 통과대역 주파수는 고정된 상태에서 두 번째 통과 대역 주파수를 조정시키는 BPF I 여파기의 시뮬레이션과 측정 결과를 보여준다. 도면에서 보듯이 첫 번째 통과 대역 주파수는 전송선로(TL)의 양 쪽 끝에 연결된 버랙터 다이오드의 바이어스가 고정되어 1.070GHz에서 13%의 3-dB FBW를 유지하고 있다. 두 번째 통과대역 주파수는 전송선로(TL) 중간에 연결된 버랙터 다이오드의 바이어스 변화로 인하여 변화된다. 측정 결과로부터 두 번째 통과 대역은 11%의 3-dB FBW를 유지하면서 1.70 ~ 1.98GHz 범위에서 조정 가능하다. 도 10a에서 보듯이 반사 손실은 두 번째 통과대역의 모든 조율가능 주파수에서 15dB보다 좋음을 확인할 수 있다. 삽입 손실은 1.15 ~ 2.76dB의 특성을 가진다. 도 11은 제작된 BPF I 여파기의 샘플 사진이다.

[0076] <실시 예 2; BPF II 가변 이중대역 대역통과 여파기>

[0077] 상기 실시 예 1의 BPF I 여파기는 통과 대역뿐만 아니라 2.9GHz 이상의 고조파 주파수 대역에서도 통과 특성을 갖는다. 이러한 여파기에 의해 통과되는 원하지 않는 고조파 대역들은 반드시 억제시켜야 한다. 고조파를 억제하기 위한 간단한 방법인 고조파 주파수에서의 전송 영점을 찾아볼 수 있다(비특허문헌[30] 참고). 그러나 이 방법은 비효율적인 방법이다. 왜냐하면 이 방법은 특정한 주파수에서만 고조파를 억제할 수 있기 때문이다. 가변 이중대역 BPF에서 생기는 광대역 가변 고조파 주파수 대역 전체를 간단한 전송 영점으로 억제하기에는 너무 넓다.

[0078] 마이크로스트립 입·출력 전송선로(TL_{in})(TL_{out})에 설치하는 결함 접지 구조(DGS)는 접지 평면을 인위적으로 식각하여 제작한다. 그리고 식각된 크기와 형태에 따라서 대역 차단 공진 주파수 대역을 결정할 수 있다.

[0079] 또한, 이 결함 접지 구조(DGS)는 입·출력 전송선로(TL_{in})(TL_{out})에 추가적으로 인덕턴스 효과를 가지고 있어서 전송선로(TL)의 물리적 길이를 줄일 수 있다. 앞에서 설명한 DGS의 특성들은 여파기, 전력 분배기, 그리고 증폭기와 같은 초고주파 회로 설계에 많이 이용되고 있다(비특허문헌[31]~[33] 참고). 초고주파 회로에서 DGS의 대역 차단 특성은 고조파 억제에도 사용된 것을 찾아볼 수 있다(비특허문헌[34]~[37] 참고).

[0080] 도 12는 고조파를 억제할 수 있는 가변 이중대역 대역통과 여파기(BPF II)의 구조를 보여준다. 이 여파기 구조에서는 마이크로스트립 입·출력 전송선로(TL_{in})(TL_{out})에 결함 접지 구조(DGS)를 사용하였다. DGS를 사용함으로써 광대역에서 고조파 신호 특성들을 얻을 수 있다. DGS의 자세한 설명과 등가회로는 비특허문헌[33]에서 찾아볼 수 있다. EM 시뮬레이션은 Ansoft사의 HFSS v11을 이용하였고 커패시터는 이상적인 소자를 사용하였다. 시뮬레이션을 통해 도 12에 나타낸 전송 선로(TL)의 물리적 길이와 여러 소자의 값들을 찾을 수 있다.

[0081] 도 13a 및 도 13b는 BPF II 여파기의 시뮬레이션과 측정 결과를 보여준다. 통과 대역 주파수들은 BPF I 여파기와 마찬가지로 버랙터 다이오드들의 바이어스 전압들을 조정해서 변화시킬 수 있다. 측정 결과로부터 첫 번째 통과 대역 주파수는 13%의 3-dB FBW를 갖는 상태에서 0.85GHz부터 1.2GHz까지 조정할 수 있다. 그리고 두 번째 통과대역 주파수는 11%의 3-dB FBW를 갖는 상태에서 1.45GHz부터 2.08GHz까지 조정할 수 있다. 도 13a에서와 같이 반사 손실은 전체 통과 대역에서 13dB보다 좋게 나왔다. 삽입 손실은 첫 번째 통과 대역에서 1.32 ~ 3.4dB, 두 번째 통과대역에서 1.8dB ~ 3.8dB까지 변화하는 것을 도 13b에서와 같이 볼 수 있다.

[0082] EM 시뮬레이션에서 이상적인 커패시터 소자를 이용하였기 때문에 시뮬레이션 결과와 실제 측정결과의 삽입 손실들은 약간 다르게 나왔다. 도 13a와 도 13b의 결과는 고조파 특성의 억제를 제외한 BPF I 여파기의 결과와 거의 비슷하다.

[0083] 도 14a 및 도 14b는 첫 번째 통과 대역은 고정시키고 두 번째 통과 대역은 조정한 BPF II 여파기의 시뮬레이션

과 측정 결과이다. 첫 번째 통과대역은 전송선로(TL) 양 끝단에 연결된 버랙터 다이오드의 바이어스 전압을 조정하여 중심 주파수 1.070GHz에 고정시켰다. 두 번째 통과 대역은 1.73GHz부터 1.97GHz까지 변화시켰다. 반사 손실은 전체 통과대역에서 15dB보다 더 좋게 나왔고 삽입 손실은 1.87dB부터 3.2dB까지의 변화가 있었다.

[0084] 이 BPF II 여파기의 고조파 억제 특성을 증명하기 위해서 광대역 고조파 억제 특성을 도 15에 나타냈다. 제작된 BPF II 여파기의 차단 대역 특성은 18GHz까지 -20dB보다 더 좋은 특성을 보인다. 그러므로 상기 실시 예 2 구조의 BPF II 여파기는 광대역 차단 특성을 가지는 결합 접지 구조(DGS)로 인하여 10차 고조파 대역까지 억압할 수 있다.

[0085] 지금까지의 결과들에 따라 실시 예 1, 2의 방법을 이용하면 통과대역에서의 성능 저하 없이 광대역 고조파 차단을 할 수 있음을 보인다. 도 16a 및 도 16b는 실시 예 2에 의해 제작된 고조파 성분은 억제할 수 있는 가변 이중대역 대역통과 여파기(BPF II)의 샘플 사진이다.

[0086] 도 17은 이 여파기의 입력 전력에 따른 S_{21} 크기의 변화를 보여준다. 측정 결과는 입력 레벨이 7dBm에서 12dBm로 변화할 때에도 통과 대역에서 특성 왜곡이 없음을 보인다. 입력 IIP3는 1GHz와 2.14GHz 주변에서 1-MHz의 간격을 갖는 2-tone신호를 인가하여 측정하였다. 측정된 IIP3는 1GHz에서는 24dBm이고 2.14GHz에서는 29dBm 이다.

[0087] <비교 실시 예>

[0088] (PERFORMANCE COMPARISON AMONG TUNABLE FILTERS)

표 1

	Frequency Tunability [GHz]		Harmonic Suppression Order
	1st Passband	2nd Passband	
[10]	1.875-2.125	x	x
[12]	0.85-1.40	x	x
[13]	0.6-1.03	x	x
[15]	1.5-2.2	x	x
[16]	33.6-36/48.1-52.1	x	x
[17]	0.98-3.48*	x	x
[18]	Fixed @1.15	2.12-2.51	x
[19]	Fixed @2.43	5.28-5.74	x
[22]	2.20-2.7	3.45-4.20	-20dB up to $1.75f_2$
[25]	0.94-1.44	x	-15 dB up to $4f_1$
[26]	Fixed @ 2.40	Fixed @ 5.20	-22 dB up to $10f_1$
[27]	Fixed @ 2.45	Fixed @ 3.60	-20 dB up to $3f_1$
[28]	Fixed @ 2.40	Fixed @ 6.0	-30 dB up to $8.3f_1$
This work	0.85-1.20	1.40-2.14	-20 dB more than to $10f_2$

[0089] *Substrate Integrated evanescent -mode high Q-cavity filter

[0090] 본 발명의 가변 이중대역 대역통과 여파기와 이미 발표된 다른 가변 여파기들과의 성능 비교를 표 1에 나타내었다. 본 발명은 다른 가변 여파기에 비해서 이중 통과대역에서 조정 가능한 주파수의 범위가 더 넓다. 또한 추가적으로 광대역에 걸쳐서 고조파 주파수를 차단할 수 있으며, 이중대역 중 한 대역만 가변할 수도 있고, 두 대역 모두 가변할 수도 있다.

[0091] 본 발명에서는 DGS 구조를 가변 여파기에 도입하여 광대역에 걸쳐 고조파 특성을 억압할 수 있었다. 실험 결과

는 이론적인 예측과 잘 일치한다. 실험결과를 요약하자면 일정한 3-dB FBW와 통과대역 주파수 특성을 유지하면서, 첫 번째 통과대역은 0.85GHz에서 1.2GHz까지 조정할 수 있었고 두 번째 통과 대역은 1.4GHz부터 2.14GHz까지 조정할 수 있다.

[0092] 또한, 본 발명에 의하면 두 번째 통과 대역 주파수의 10차 고조파 성분까지 억압할 수 있다. 고조파를 차단하면서도 통과 대역에서 추가적인 신호 감쇠 특성은 거의 없었다. 그리고 전체 조정 영역에서 전송 영점을 통과 대역 주파수에 가까이 위치하게 함으로써 제안된 여파기의 주파수 선택성을 높일 수 있었다.

[0093] 한편, 본 발명은 상술한 실시 예 및 첨부된 도면에 의해 한정되는 것이 아니고, 본 발명의 기술적 사상을 벗어나지 않는 범위 안에서 예시되지 않은 여러 가지 변형과 응용이 가능함은 물론 각 구성요소의 치환 및 균등한 타 실시 예로 변경할 수 있으므로 본 발명의 특징에 대한 변형과 응용에 관계된 내용은 본 발명의 범위 내에 포함되는 것으로 해석되어야 할 것이다.

산업상 이용가능성

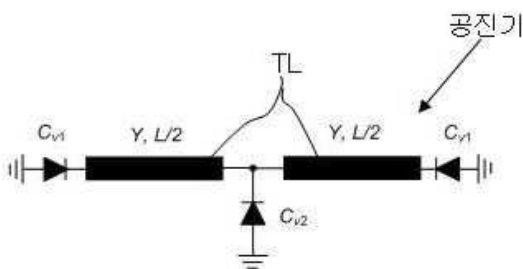
[0094] 본 발명의 가변 이중대역 대역통과 여파기는 다중모드나 다중대역 시스템에 사용될 수 있을 것이다.

부호의 설명

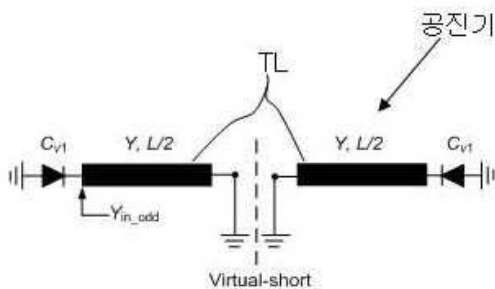
- [0095] TL : 전송선로 TL_{in}, TL_{out} : 입·출력 전송선로
- Port 1 : 입력 단자(입력 단) Port 2 : 출력 단자(출력 단)
- DGS : 결함 집지 구조
- BPF I, BPF II : 가변 이중대역 대역통과 여파기

도면

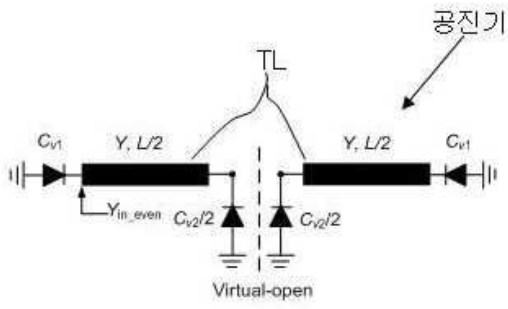
도면1a



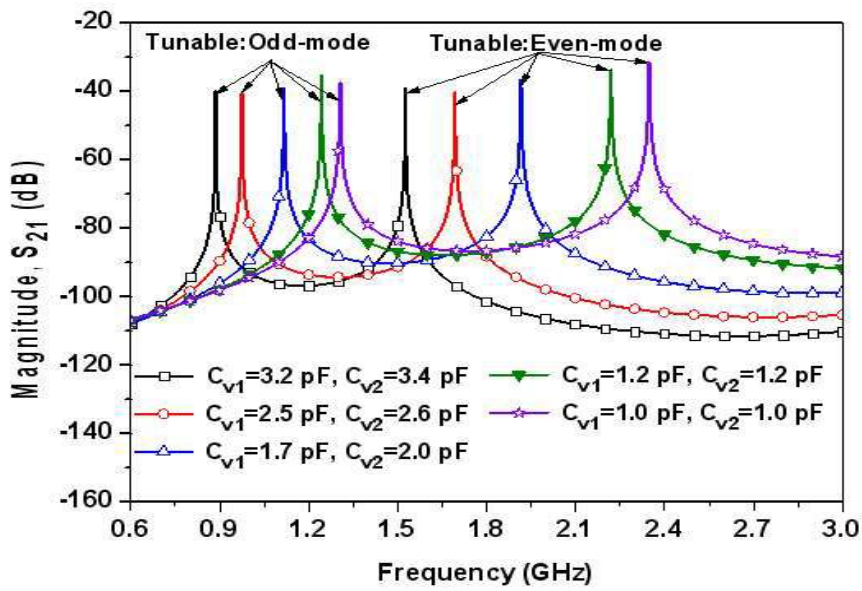
도면1b



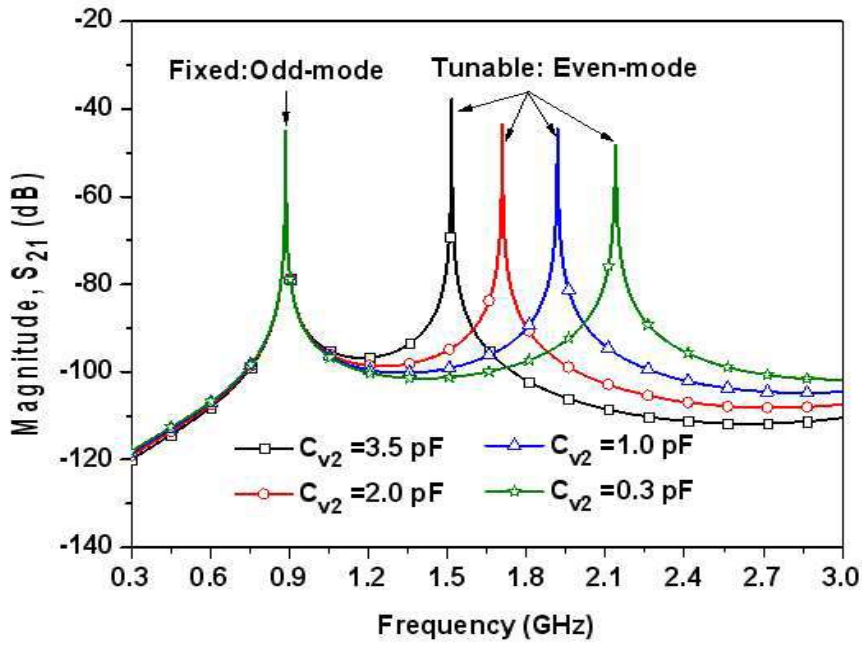
도면1c



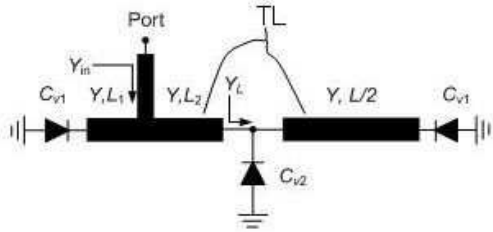
도면2a



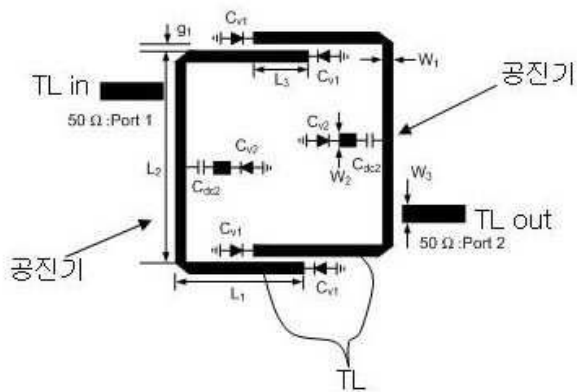
도면2b



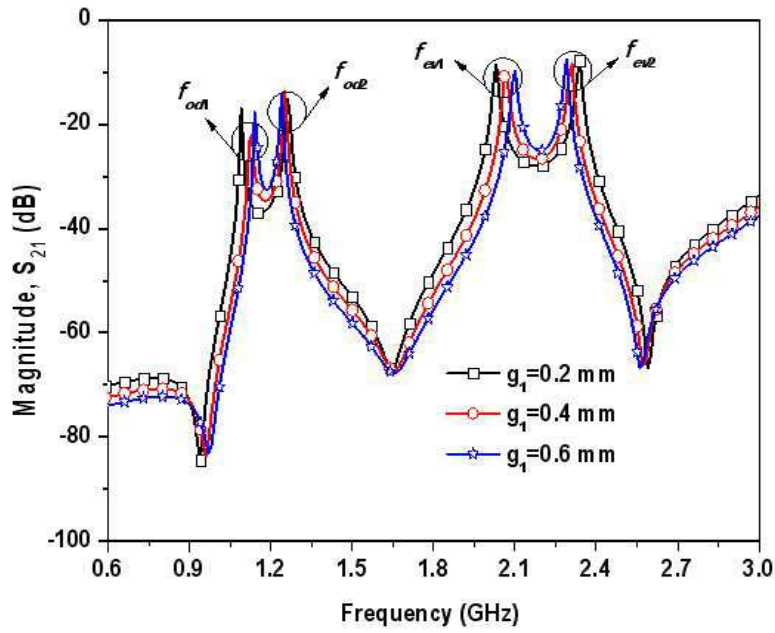
도면3



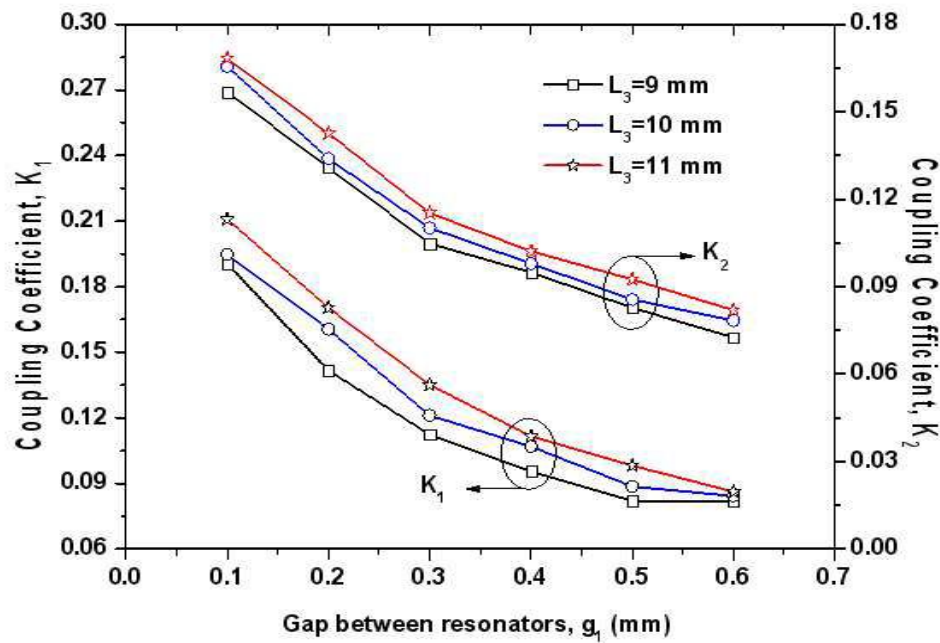
도면4



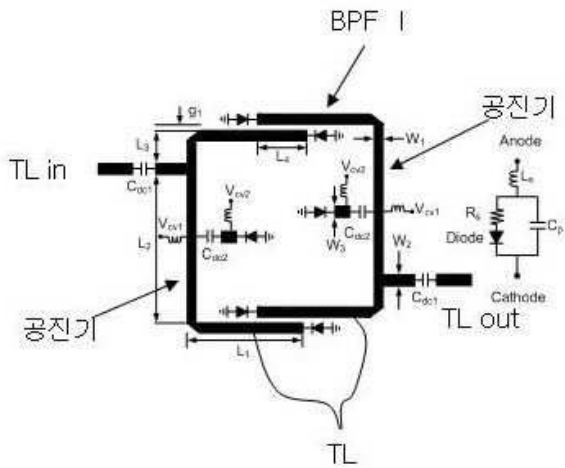
도면5



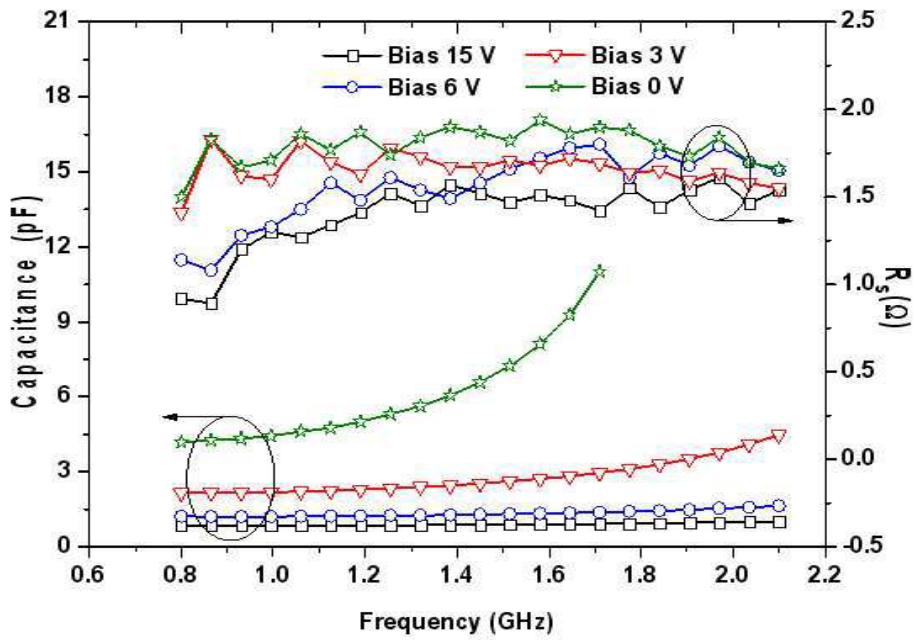
도면6



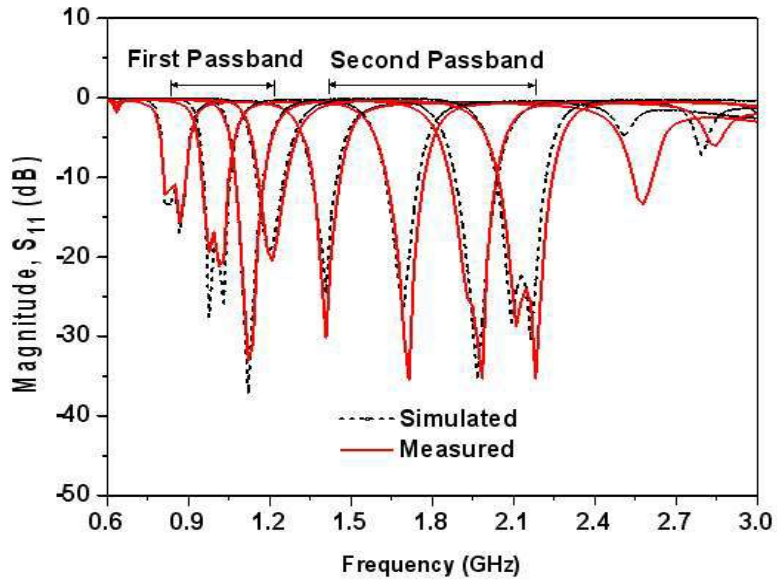
도면7



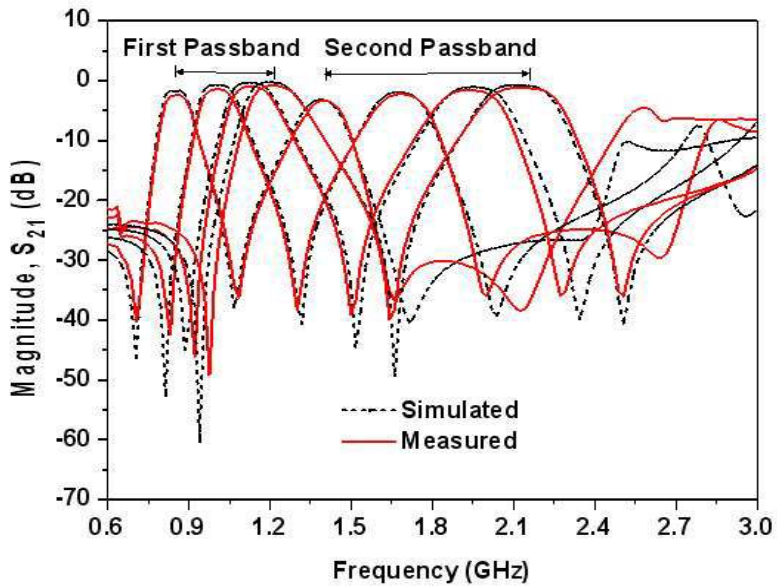
도면8



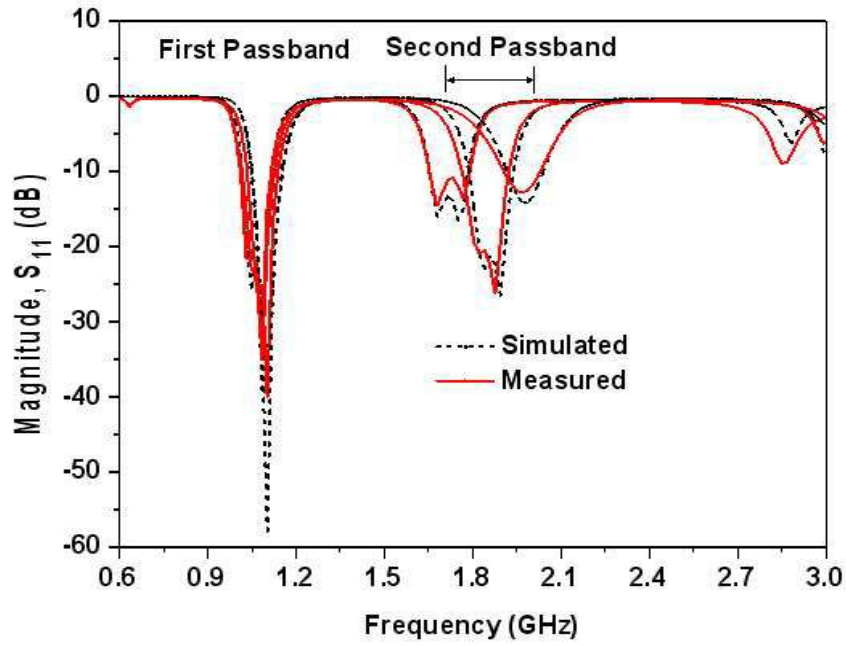
도면9a



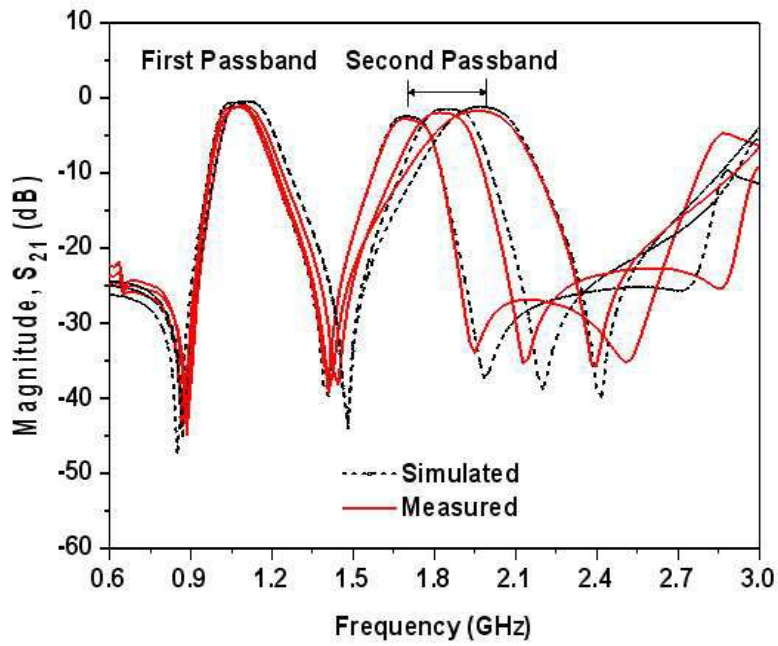
도면9b



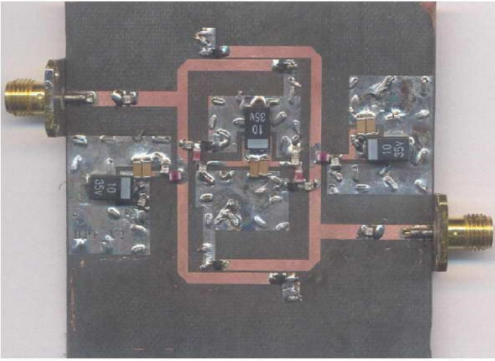
도면10a



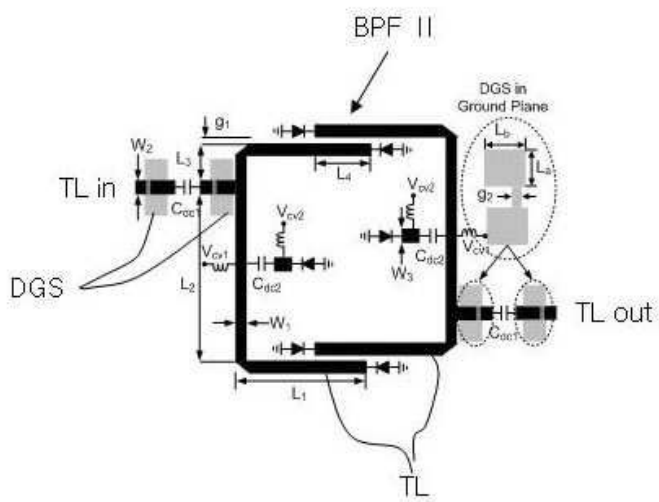
도면10b



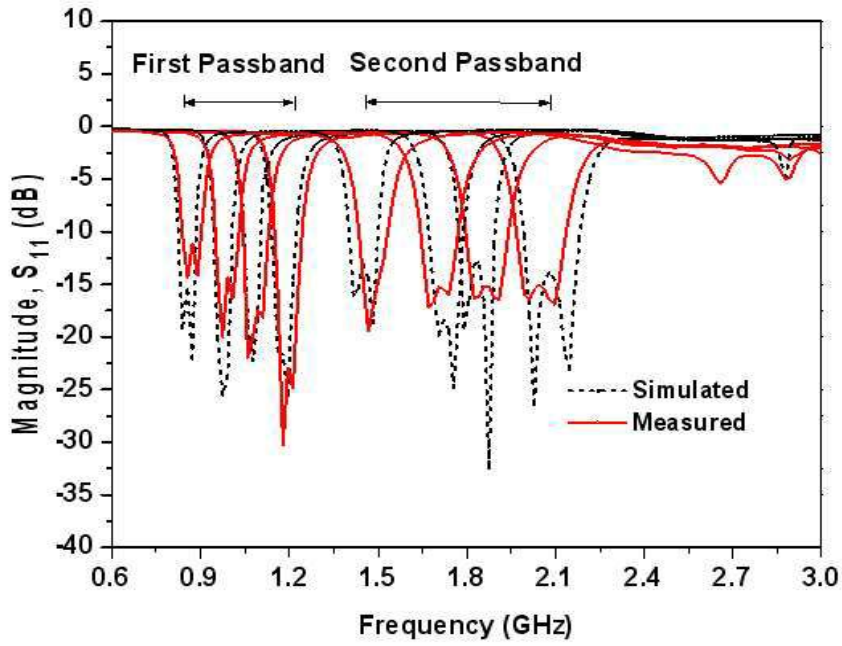
도면11



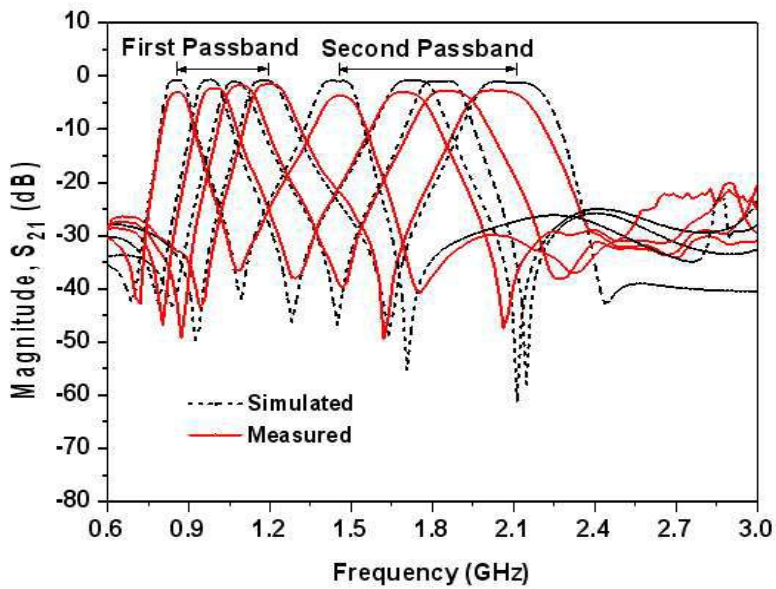
도면12



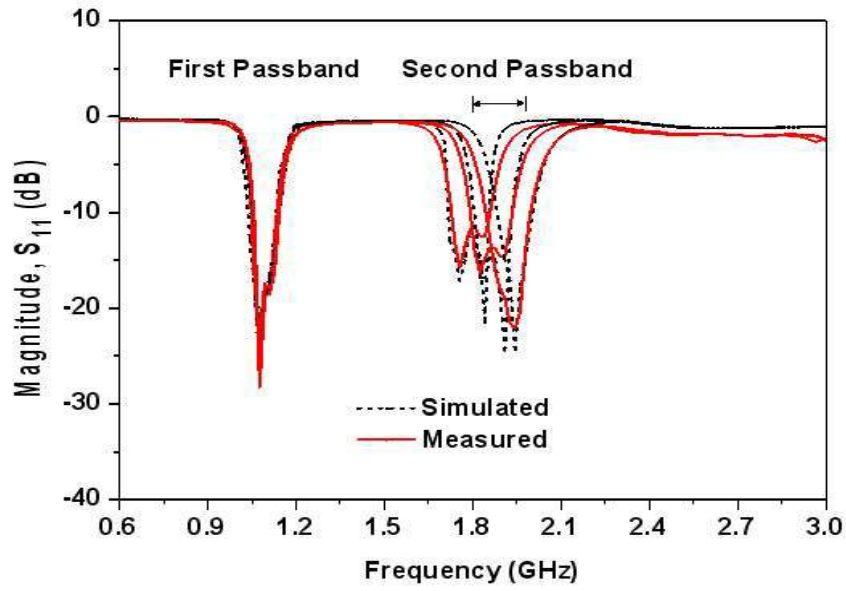
도면13a



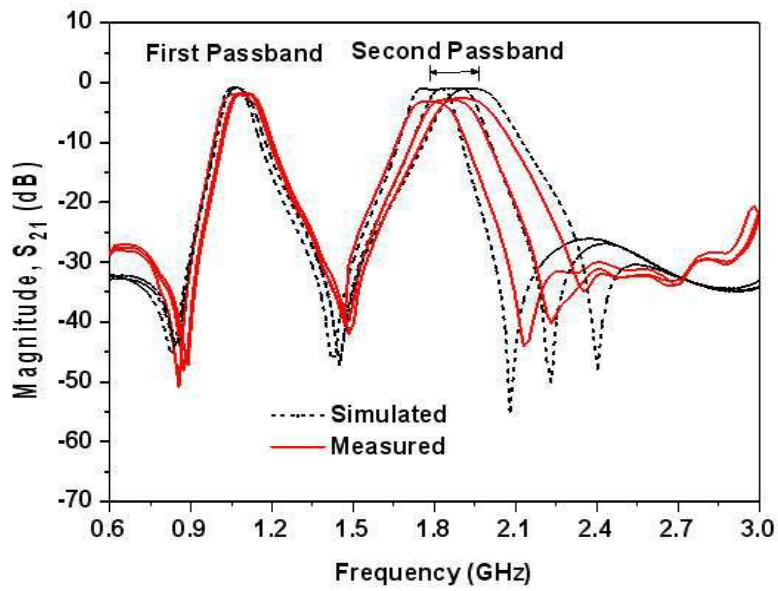
도면13b



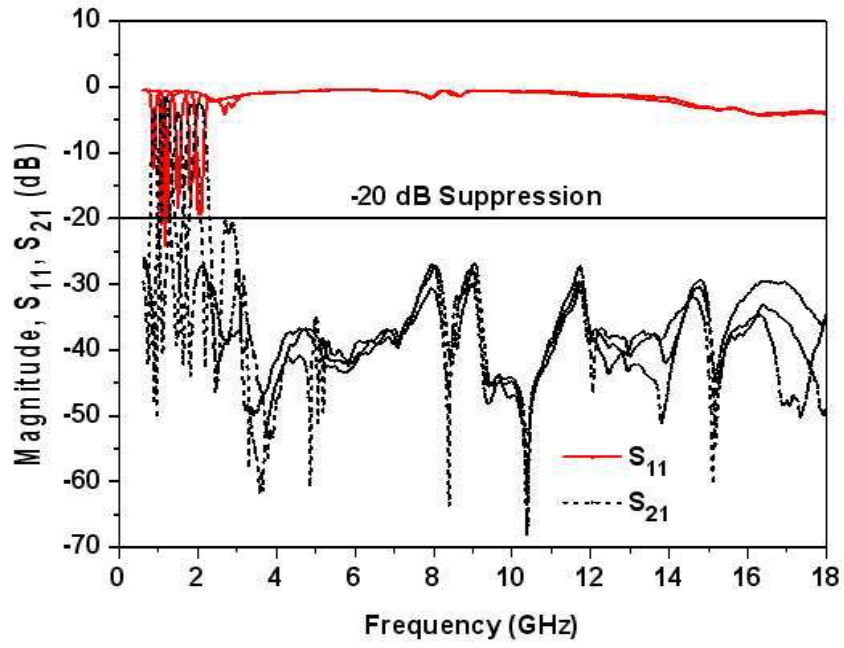
도면14a



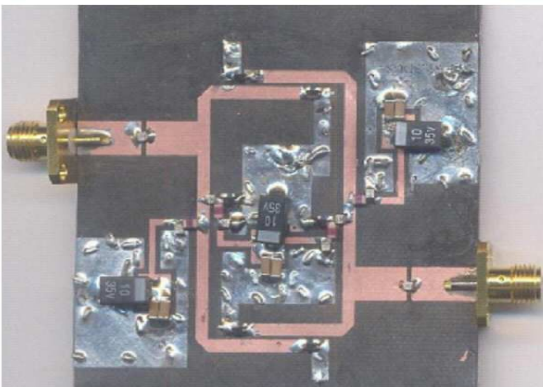
도면14b



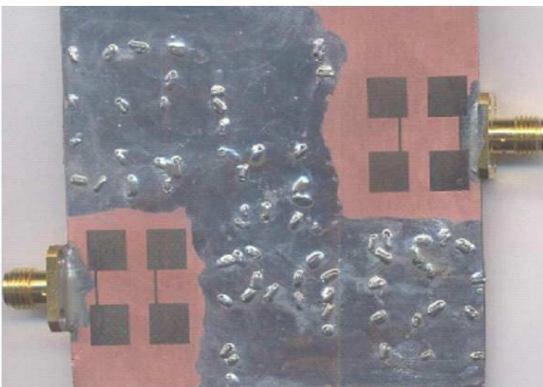
도면15



도면16a



도면16b



도면17

