

하모닉 제거용 고전력 스위치 필터뱅크 설계

Design of High-Power Switched Filter Bank for Harmonic Suppression

이 병 남* 박 동 철**
Lee, Byeong-Nam Park, Dong-Chul

ABSTRACT

High-power communication jammer has to include the switched filter bank to eliminate the harmonic signals generated by amplifier. Generally, the switched filter bank consists of in-out switches and several filters. This paper describes the design of high-power switched filter bank, particularly the high-power filter bank operating over 20~110MHz frequency range. The filters designed have insertion loss less than 0.3dB, VSWR less than 1.25:1, and harmonic suppression more than 35dB. Also, the switched filter bank can endure upto 2kW high-power signal with very low harmonic level within 30μs switching speed.

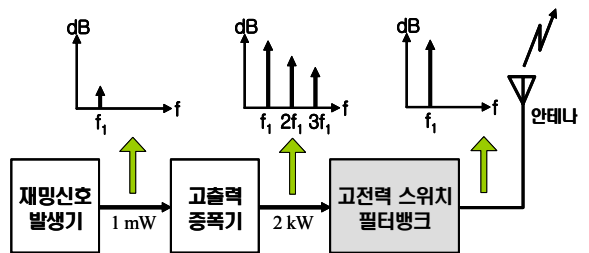
주요기술용어(주제어) : Communication Jammer(통신 방해장비), Switched Filter Bank(스위치 필터뱅크)

1. 머리말

고출력 통신 방해장비 등에 사용되는 반도체 증폭기는 증폭과정에서 기본 주파수 신호이외에 불필요한 하모닉 주파수 성분을 발생시킨다. 하모닉 주파수 성분이 감쇠되지 않은 상태로 송신 안테나를 통해 그대로 방사될 경우 타 무선 통신시스템에 심각한 간섭을 일으킬 수 있기 때문에 하모닉 신호는 방사 전에 제거되어야 한다. 일반적인 통신 방해장비의 송신부는 원치 않는 하모닉 신호를 제거하기 위해 그림 1과 같이 스위치 필터뱅크(switched filter bank)를 사용하고 있다.

VHF/UHF 대역용 고전력 반도체 증폭기는 20~

110MHz 범위인 5:1 이상의 동작 대역폭에서 킬로와트급의 출력을 갖도록 개발되어 있어^[1,2], 스위치 필터뱅크는 5:1 이상의 광대역 조건에서 발생하는 모든 하모닉 성분을 제거할 수 있어야 한다. 그런데 이와 같은 광대역에서 하모닉을 제거하려면 단일 필터로는 불가능하므로 몇 개의 필터들로 구성되는 필터뱅크가 요구된다. 따라서 스위치 필터뱅크는 적절한 차단주파수를 갖는 몇 개의 필터와 각각의 필터를 선택하기 위한 스위치로 구성되어야 한다.



[그림 1] 통신 방해장비 송신부 구조

† 2008년 4월 11일 접수~2008년 6월 5일 게재승인
* 국방과학연구소(ADD)
** 충남대학교(Chungnam National University)
교신저자 이메일 : dcpark@cnu.ac.kr

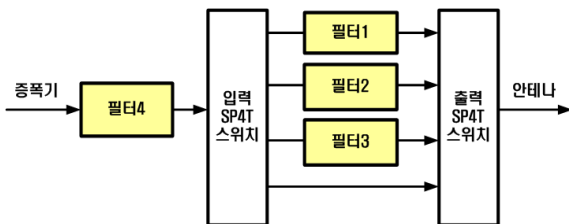
본 논문은 국내 연구 경험이 전문한 고전력 스위치 필터뱅크를 다룬 것으로서, 20~110MHz 범위에서 2kW 이상의 고전력 취급이 가능한 고전력 스위치 및 4개의 필터(필터1~4)들로 구성된 고전력 스위치 필터뱅크 설계에 대하여 기술하였다. 스위치 필터뱅크에 사용되는 주요 구성품인 고전력 SP4T(Single Pole Four Throw) 스위치 및 튜블러(tubular) 방식의 필터4는 기존에 개발한^[3,4] 부품을 적용하였다.

따라서 본 논문에서는 전체적인 스위치 필터뱅크 설계와 필터1~3 설계에 중점을 두어 기술하였으며, 스위치 필터뱅크의 설계 목표는 삽입손실 0.3dB 이하, VSWR 1.25:1 이하 및 2차 하모닉 제거능력 35dB 이상의 성능을 갖도록 하였다. 제작된 필터뱅크는 실험을 통해 설계 목표를 만족함이 입증되었고, 고전력 스위치와 결합되어 삽입손실 1.5dB 이하로 스위칭 속도 약 30μs 이내에 2kW 이상의 신호를 하모닉이 제거된 상태로 출력시킬 수 있음을 확인하였다.

2. 스위치 필터뱅크 설계

가. 스위치 필터뱅크 구조

스위치 필터뱅크는 그림 2와 같은 구조를 갖는데, 증폭기에서 발생된 하모닉 성분을 제거하기 위한 몇 개의 필터와 필터 선택을 위한 입출력 스위치로 구성된다. 여기서 필터뱅크는 20~110MHz 인 광대역 주파수 범위에서 하모닉 성분을 제거해야 하므로 2차 하모닉이 포함되지 않도록 차단주파수가 서로 다른 몇 개의 필터들이 적용되어야 한다. 이때 각각의 필터는 차단주파수 이상의 높은 하모닉 주파수 성분만을 제거하는 기능을 갖기 때문에 대역통과필터(BPF : Band Pass Filter)가 아닌 저역통과필터(LPF : Low



[그림 2] 스위치 필터뱅크 구조

Pass Filter)를 사용하게 된다.

필터뱅크에서 각각의 저역통과필터(필터1~4)가 가져야 할 차단주파수 f_c 는 표 1에 나타난 바와 같이 각각 30, 45, 67 및 110MHz로 설계되었다. 즉, 필터뱅크내 각각의 저역통과필터는 스위치 선택에 따라 20~30MHz(필터1), 30~45MHz(필터2), 45~67MHz(필터3) 및 67~110MHz(필터4) 범위의 주파수를 입력받도록 설계되었다.

[표 1] 저역통과필터별 통과주파수 대역

구분	입력 최소 주파수 (MHz)	차단 주파수, f_c (MHz)	2차 하모닉 주파수, f_{2nd} (MHz)	f_{2nd}/f_c
필터1	20	30	40	1.33
필터2	30	45	60	1.33
필터3	45	67	90	1.34
필터4	67	110	134	1.22

그런데 각각의 필터가 갖는 차단주파수 f_c 는 전체적인 필터 개수를 결정하게 되므로 f_c 값의 선정은 중요한 설계요소라고 할 수 있다. 차단주파수 f_c 는 2차 하모닉 주파수 f_{2nd} 와의 비율로 결정되는데, 표 1과 같이 f_{2nd}/f_c 를 약 1.3 정도로 설정하면 20~110MHz 범위를 4개의 필터로 커버할 수 있다.

필터1의 경우 입력 최소 주파수는 20MHz 이므로 2차 하모닉 주파수는 40MHz가 되며 f_{2nd}/f_c 가 1.3 정도가 되는 차단주파수는 30MHz가 된다. 나머지 필터들도 유사하게 차단주파수를 계산하면 총 4개의 필터가 요구됨을 알 수 있다. 여기서 f_{2nd}/f_c 를 크게 할 경우 차단주파수가 작아져 필터 개수가 증가하게 되며, 작게 할 경우 필터 개수는 줄지만 필터 자체의 급격한 차단 특성이 요구되어 필터의 차수와 크기가 커지는 단점이 있다. 따라서 외국의 유사장비도 f_{2nd}/f_c 를 1.3 정도로 설정하여 필터뱅크를 설계한 바가 있다^[2]. 또한 필터뱅크의 입출력 스위치로 이미 개발된 고전력 스위치가 SP4T라는 점도 필터 개수를 4개로 설계하는 요인이 되었다.

한편 그림 2에서 볼 수 있듯이, 차단주파수가 가장

높은 필터4는 입력 SP4T 스위치 앞단에 배치시킴으로서 스위치 필터뱅크 입력단에서 부터 110MHz 이상의 하모닉 신호를 차단하도록 설계하였다.

나. 고전력 저역통과필터 설계

본 논문에서는 스위치 필터뱅크의 전반적인 성능을 만족시키기 위해, 고전력 저역통과필터가 취급전력 2kW 이상, 삽입손실 0.3dB 이하, VSWR 1.25:1 이하 및 2차 하모닉 주파수 감쇠량 35dB 이상을 갖도록 목표를 설정하였다. 저역통과필터는 통과대역내의 삽입손실을 균일하게 유지하고 동일한 필터 차수로 큰 감쇠량을 얻을 수 있는 체비셰프(Tchebyscheff) 방식으로 설계하였다. 필터1~3의 경우 2차 하모닉 주파수에서 35dB 감쇠를 갖도록 한 결과 필터 차수가 11차로 계산되었다. 참고로 버터워스(Butterworth) 방식을 적용하면 19차가 요구되어 이 방식이 하모닉 제거용 필터 설계에는 적합지 않다는 것을 알 수 있었다. 한편 필터4는 주파수가 높아짐에 따른 삽입손실 증가를 막기 위해 체비셰프 방식의 13차를 갖는 튜블러 필터를 개발한^[4] 바가 있어 이것을 적용하였다.

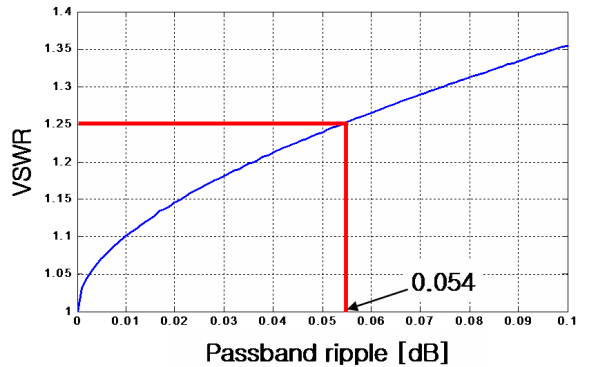
고전력 필터 설계는 저전력 필터 설계와 동일하게 원하는 삽입손실, VSWR, 그리고 주파수 차단 특성을 얻을 수 있도록 필터이론을 적용하여 차수를 결정하고 요구되는 인덕턴스와 커패시턴스를 구현하는 방법을 사용한다. 일반적으로 저전력 초고주파 필터는 흔히 마이크로스트립 형태의 분산형 소자(distributed element)를 사용하여 설계하지만, 주파수가 낮을 경우 집중형 소자(lumped element)를 사용하게 되며, 특히 고전력 필터는 방열처리가 고려된 인덕터와 커패시터를 효과적으로 설계하는 것이 무엇보다도 중요하다. 본 논문에서는 고전력 취급에 적합하도록 코일형 인덕터 및 평행판형 커패시터를 적용한 저역통과 필터를 설계하였다.

저역통과필터의 설계과정을 보면, 먼저 체비셰프 필터 이론^[5]에 따라 통과대역 리플(L_{ar})과 VSWR의 관계식 (1), (2)로부터 원하는 VSWR을 만족하는 리플 값을 찾아야 한다. 즉, VSWR이 결정되면 식 (1)에 따라 상수 h 를 구할 수 있고, h 를 이용하여 식 (2)로부터 리플값 L_{ar} 을 구할 수 있으므로 필터 설계가 가능해진다.

$$VSWR = 1 + 2h^2 + 2\sqrt{h^2 + h^4} \quad (1)$$

$$L_{ar} = 1 + h^2 \quad (2)$$

한편 그림 3은 식 (1)과 (2)를 이용하여 L_{ar} 과 VSWR의 관계를 나타낸 것으로서, 필터 요구사양인 1.25:1 이하의 VSWR을 만족시키려면 0.054dB 이하의 통과대역 리플을 가져야 함을 알 수 있다. 본 논문에서는 제작상의 오차 등을 고려하여 충분한 설계마진을 갖도록 0.01dB 리플 값으로 필터를 설계하였다.

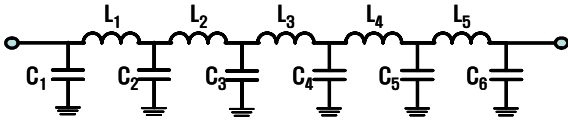


[그림 3] 통과대역 리플에 따른 VSWR 변화

다음으로 체비셰프 저역통과필터의 차수는 통과대역내 리플 값이 주어지면 아래의 식 (3)을 이용하여 계산되는데, 임의의 주파수(w')에서 원하는 감쇠량(L_a)을 얻을 수 있는 필터 차수를 구할 수 있다^[6].

$$L_a(w') = 10\log_{10} 1 + \epsilon \cosh^2 \left[n \cosh^{-1} \left(\frac{w'}{w_c} \right) \right]_{w' \geq w_c} \quad (3)$$

여기서 주파수 w_c' 은 균일 리플의 최고 주파수이고 $\epsilon = \left[\text{antilog}_{10} \frac{L_{ar}}{10} - 1 \right]$ 이며, n 은 필터의 차수를 나타낸다. 2차 하모닉을 35dB 이상 감쇠시키기 위해 요구되는 필터 차수는 식 (3)을 이용하여 계산한 결과 11차로 나타났고 그림 4와 같은 기본 구조를 갖는다. 또한 차수가 11차인 필터1~3이 가져야할 인덕턴스 및 커패시턴스 값은 표 2와 같이 계산된다.



[그림 4] 11차 필터 기본 회로도

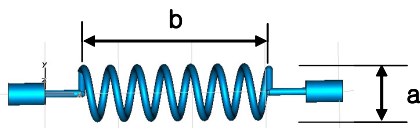
[표 2] 인덕턴스 및 커패시턴스 값

구 분	필터1	필터2	필터3
C ₁ (pF)	87.4	58.3	39.1
L ₁ (nH)	383.1	255.4	171.5
C ₂ (pF)	194.2	129.4	86.9
L ₂ (nH)	462.5	308.4	207.1
C ₃ (pF)	207.5	138.3	92.9
L ₃ (nH)	473.6	315.8	212.1
C ₄ (pF)	207.5	138.3	92.9
L ₄ (nH)	462.5	308.4	207.1
C ₅ (pF)	194.2	129.4	86.9
L ₅ (nH)	383.1	255.4	171.5
C ₆ (pF)	87.4	58.3	39.1

다음으로 앞의 표 2와 같이 계산된 인덕턴스와 커패시턴스를 구현하는 과정을 살펴보자. 그림 5와 같은 코일형 인덕터가 가지는 인덕턴스 L은 식(4)를 이용해 구할 수 있다^[7].

$$L = N^2 \frac{a^2}{9a + 10b} \times 10^{-6} \quad (4)$$

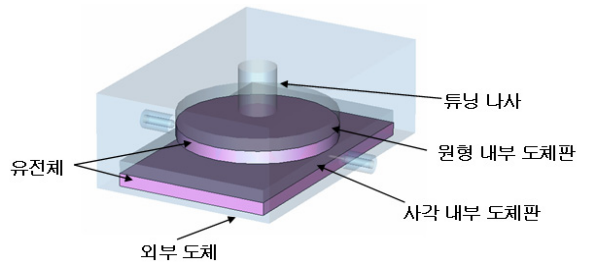
여기서 N은 코일이 감긴 횟수이고 a는 코일의 반지름(인치), b는 코일의 길이(인치)를 나타낸다. 따라서 인덕턴스는 코일의 반지름, 길이 및 감긴 횟수를 조절하여 원하는 값을 구현할 수 있다.



[그림 5] 코일형 인덕터

고전력용 인덕터를 설계하려면 최대 전류를 예측하고 이에 적합한 코일을 선정하여야 한다. 그런데 최대 입력 전력이 2kW인 경우 임피던스 50Ω 조건과 취급 전력과의 관계식에 따라 코일에 흐르는 전류는 최대 9A가 되므로 이러한 조건을 고려하여 코일을 선정하였다. 인덕터용 코일은 중심 도체의 두께에 따라 허용 전류값이 결정되므로 설계 마진을 고려하여 최대 30A까지 견딜 수 있는 직경 1.6mm 코일을 사용하였다.

한편 표 2에 계산된 커패시턴스는 비교적 값이 클 뿐만 아니라 고전력 취급에 따른 방열처리가 요구되므로 유전율이 45인 세라믹을 이용한 평행판형 커패시터로 설계하였다. 그림 6은 평행판형 커패시터 구조를 나타내는데, 평행판형 커패시터는 사각구조의 고정형 커패시터 위쪽에 원형구조의 가변형 커패시터가 놓이는 구조로서, 전기적으로는 고정형과 가변형이 병렬로 연결된 형태를 갖게 된다.



[그림 6] 평행판형 커패시터 구조

고정형 커패시터의 커패시턴스 값은 식 (5)를 이용하여 구할 수 있다^[8].

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{S}{d} \quad (5)$$

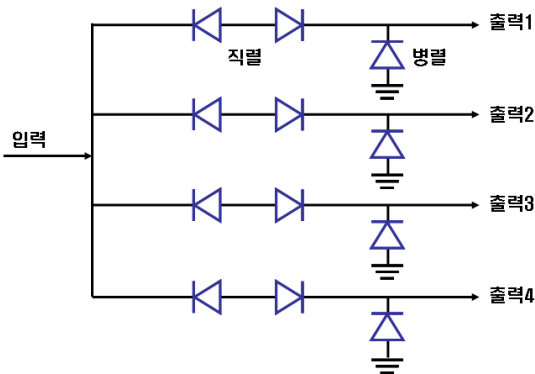
여기서 ϵ_r 은 유전체의 유전율, ϵ_0 은 공기의 유전율, S는 도체판의 면적, d는 평행판의 간격으로서, 커패시턴스는 도체판의 면적과 유전율에 비례하고 평행판의 간격에 반비례하므로 면적과 간격을 조절하여 원하는 커패시턴스 값을 구현할 수 있다. 또한 가변형 커패시터는 튜닝 나사로 높낮이 조절을 함으로서 필터 특성을 미세 조정할 수 있도록 설계하였다.

필터는 방열을 고려하여 장착시 새시와 접촉면적을

크게 할 수 있도록 사각형 케이스 내에 인덕터와 커패시터가 설치되도록 설계하였으며 그림 8에 제작된 형상이 나타나 있다.

다. 고전력 반도체 스위치 설계

고전력 스위치는 입력 주파수에 따라 필터뱅크 내의 적절한 필터를 선택할 목적으로 사용되며, 2kW 이상의 취급전력과 50 μ s 이하의 빠른 스위칭 속도가 요구되어 PIN 다이오드를 이용한 고전력 SP4T 스위치를 설계한 바가 있다^[3]. 본 논문에서는 스위치 설계와 관련한 내용을 요약하여 기술하였다. 그림 7은 설계된 SP4T 스위치의 기본구조를 보여주는 것으로서, 병렬 1단 및 back-to-back 구조의 직렬 2단 PIN 다이오드를 사용하여 스위치를 설계하였다.



[그림 7] SP4T 스위치 구조

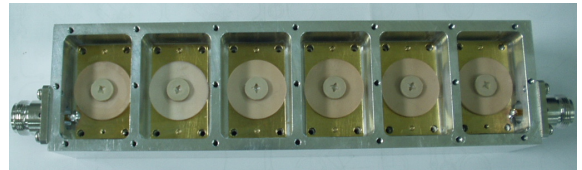
특히 고전력 취급에 적합하도록 미국 MA-COM사의 MA4PK-2003 시리즈 다이오드를 사용하여 스위치를 설계하였고, 시뮬레이션을 통해 RF 쇼크 기능을 갖는 인덕턴스와 바이어스 잡음 제거용 커패시턴스 값을 결정해 스위치 요구성능을 만족하도록 설계하였다. 또한 고전력 스위치의 중요한 설계 요소인 역 바이어스 전압 결정을 위해 실효전력 값을 기준으로 한 역 바이어스 결정방법을 제안하여 375V의 역 바이어스 값을 갖도록 설계하였다. 그리고 고전력 취급에 따른 방열구조를 고려하여 기판을 선정하고 부품을 분산 배치하는 방법을 사용하였다.

설계된 스위치는 실험을 통하여 20~110MHz 범위에서 0.2dB 이하의 낮은 삽입손실과 1.2:1 이하의 낮

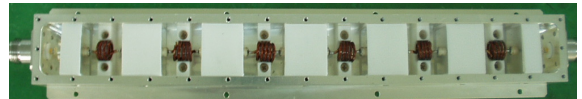
은 VSWR, 30 μ s의 빠른 스위칭 속도, 그리고 평균 55dB 이상의 높은 격리도 특성을 갖는 것이 확인되었다.

3. 스위치 필터뱅크 제작 및 실험

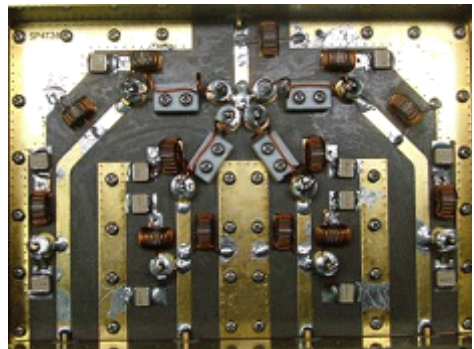
필터1~3의 경우 사용되는 각각의 인덕턴스와 커패시턴스가 서로 다르지만 물리적인 외부형상은 모두 동일한 구조를 갖도록 설계하였다. 그림 8은 제작된 필터1의 형상으로서 55mm(W) \times 51mm(H) \times 247mm(L)의 크기를 갖는데, 저주파용일 뿐만 아니라 필터 차수가 11차이므로 길이가 다소 긴 형상을 갖고 있다. 그림 9는 튜블러 필터로서 8mm(W) \times 38mm(H) \times 377mm(L)의 크기를 갖고, 그림 10은 입출력단의 SP4T 스위치로서 192mm(W) \times 73mm(H) \times 122mm(L)의 크기를 갖는다.



[그림 8] 제작된 필터1 형상



[그림 9] 제작된 필터4 형상



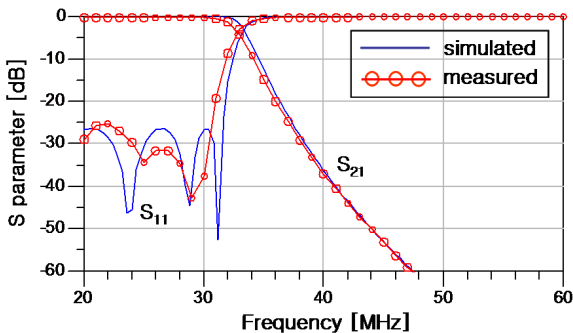
[그림 10] 제작된 SP4T 스위치 형상

표 3은 제작된 필터에 대한 종합적인 실험결과를 나타내고 있고, 그림 11~14는 삽입손실 및 반사손실 측정결과를 보여주고 있다. 그림 11~14에 따르면 삽입손실과 반사손실을 나타내는 산란계수인 S_{11} 과 S_{21} 은 상용틀인 ADS를 이용하여 계산한 시뮬레이션 결과와 실험을 통해 측정된 결과가 비교적 잘 일치함을 보여주고 있다.

[표 3] 필터 실험결과 종합

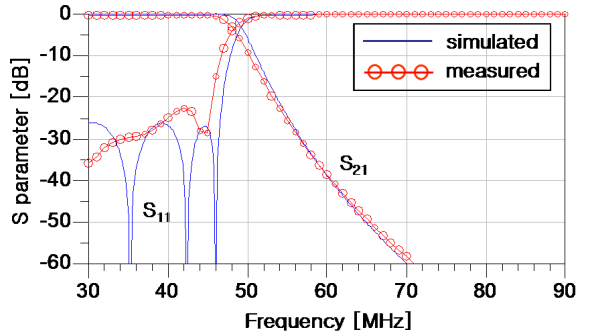
구 분	필터1	필터2	필터3	필터4
삽입손실 [dB]	0.28	0.28	0.27	0.28
VSWR	1.12:1	1.16:1	1.16:1	1.22:1
2차 하모닉 신호 감쇠 [dB]	37	38	38	37

제작된 필터는 표 3에서 볼 수 있듯이 삽입손실이 모두 0.3dB 이하로서 설계 목표를 만족하였다. 필터 사용의 궁극적 목적인 하모닉 감쇠 성능과 관련해서는 표 3에서 보는 것처럼 모든 필터들이 37~38dB의 하모닉 감쇠 특성을 가짐에 따라 설계 목표인 35dB 보다 우수함을 확인하였다.

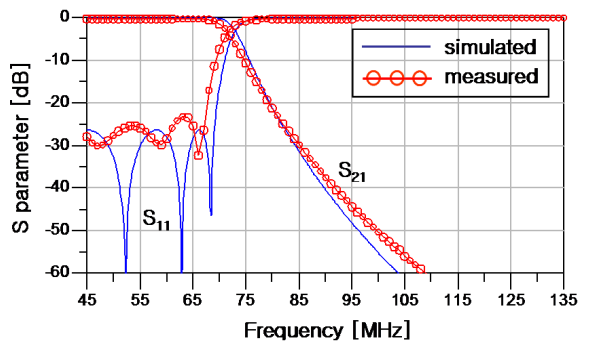


[그림 11] 필터1의 삽입손실 및 반사손실

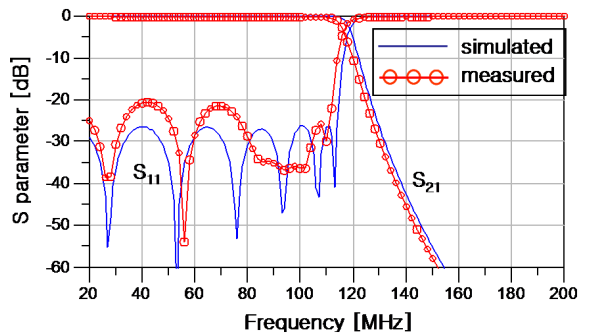
또한 반사손실은 그림 11~14의 S_{11} 측정값에 나타난 것처럼 필터1~4에 대해 각각 25dB, 22dB, 22dB 및 20dB로 측정되어 VSWR로 환산할 경우 표 3에서 보는 바와 같이 모두 1.25:1 이하의 우수한 성능을 가지며 설계 목표를 만족함을 알 수 있다.



[그림 12] 필터2의 삽입손실 및 반사손실



[그림 13] 필터3의 삽입손실 및 반사손실

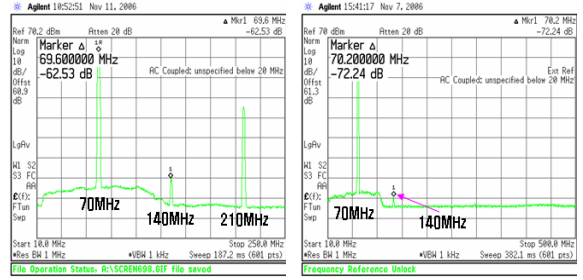


[그림 14] 필터4의 삽입손실 및 반사손실

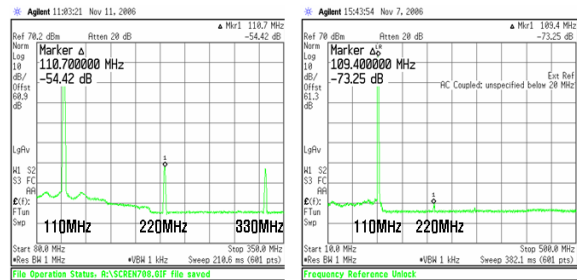
그림 15는 제작된 스위치 필터뱅크의 형상으로서, 필터1~3과 출력 SP4T 스위치가 장착된 모습을 볼 수 있고 필터4와 입력 SP4T 스위치는 뒷면에 장착되어 있다. 그림 16은 고전력 인가 실험 구성도로서, 스위치 필터뱅크 입력단에는 2kW 증폭기가 사용되었고 출력단에는 하모닉 측정을 위한 스펙트럼분석기와 측정 가능한 신호레벨로 줄여주기 위한 감쇠기가

사용되었다.

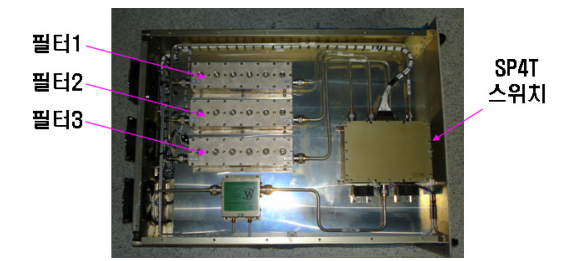
그림 17~19는 제작된 스위치 필터뱅크를 사용하여 20~110MHz 범위내 몇 개의 샘플 주파수에서 2kW의 고전력 인가 실험을 실시한 결과로서, 필터 통과 전의 스펙트럼 상에는 2차 및 3차 하모닉이 크게 나타났지만 스위치 필터뱅크를 통과한 후에는 기준 입력주파수 신호와 비교시 하모닉이 현저하게 줄어들어 스위치 필터뱅크가 성공적으로 설계되었음을 알 수 있었다.



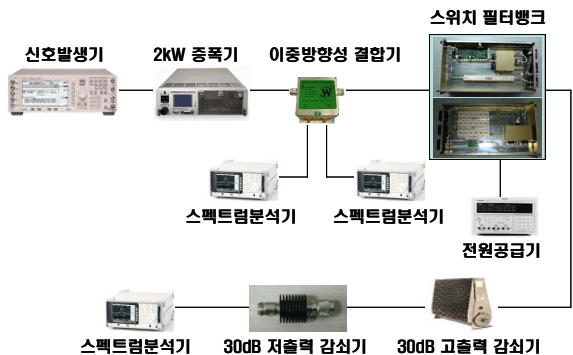
(필터 통과 전) (필터 통과 후)
[그림 18] 하모닉 제거 성능 시험결과(70MHz)



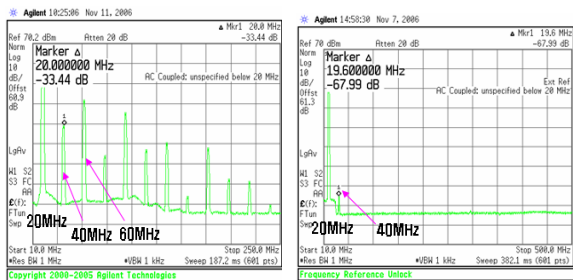
(필터 통과 전) (필터 통과 후)
[그림 19] 하모닉 제거 성능 시험결과(110MHz)



[그림 15] 스위치 필터뱅크 형상



[그림 16] 스위치 필터뱅크 고전력 실험 구성



(필터 통과 전) (필터 통과 후)
[그림 17] 하모닉 제거 성능 시험결과(20MHz)

한편 필터뱅크 자체의 삽입손실이 0.3dB로 측정됨에 따라 스위치 필터뱅크의 전체적인 삽입손실이 작을 것으로 예상되었으며, 실험결과 삽입손실은 1.5dB 이하, VSWR은 1.4:1 이하로 측정되었다.

4. 맺음말

본 논문은 20~110MHz 범위의 고전력 스위치 필터뱅크의 설계에 관한 것으로서, 2kW 이상의 고전력 하에서 2차 하모닉 신호를 35dB 이상 감쇠시킬 수 있는 필터뱅크를 구현하는 것이 설계 목표였다. 필터뱅크는 총 4개의 저역통과필터들로 구성하였고 각각의 필터들은 설계 목표 값인 삽입손실 0.3dB 이하, VSWR 1.25:1 이하, 그리고 2차 하모닉 35dB 이상 감쇠 능력을 모두 만족하였다.

또한 기존에 설계된 고전력 스위치와 결합시켜 실험을 수행한 결과, 스위치 필터뱅크 입력단의 2kW 증폭기에서 발생된 많은 하모닉 신호가 스위치 필터

뱅크를 통과하면서 크게 줄어든 것을 확인할 수 있었다. 설계된 스위치 필터뱅크는 향후 통신 방해장비 등 VHF 대역의 고전력 취급분야에 널리 활용 가능할 것으로 예상된다.

참 고 문 헌

- [1] [Http://www.empowerrf.com](http://www.empowerrf.com), Broadband Amplifiers.
- [2] [Http://www.comtechpst.com](http://www.comtechpst.com), Class AB Linear Rack-Mountable Power Amplifiers.
- [3] 이병남, 박영주, 이규송, 박범준, “VHF 광대역 2kW급 대전력 스위치 개발”, 한국군사과학기술학회 종합학술대회, pp. 389~392, 2007년.
- [4] 이병남, 이규송, 박범준, “통신대역 고출력용 하모닉제거 필터 설계”, 통신/전자 학술대회, 2006년.
- [5] Ralph Levy, Tullio E. Rozzi, “Precise Design of Coaxial Low-Pass Filters”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-16, pp. 142~147, Mar. 1968.
- [6] George L. Matthaei, Leo Young, E. M. T. Jones, Microwave Filters, Impedance - Matching Networks, and Coupling Structures, Artech House, pp. 86~87, 1980.
- [7] Arthur B. Williams, Fred J. Taylor, Electronic Filter Design Handbook, McGraw-Hill, pp. 9~30, 1988.
- [8] W. H. Hayt, Engineering Electromagnetics, McGraw-Hill, p. 146, 1988.