

〈特別寄稿〉

# 주파수복수통신을 위한 협대역 간섭신호제거

## Narrow Band Interference Rejection for Spectrum Overlay Communications

김제우\*, 김희동\*, 조동호\*\*

(수원대학교 정보통신공학과\*,

경희대학교 전산공학과\*\*)

□차 례□

I. 서 론

II. 시간영역에서의 협대역 간섭신호 제거

III. 변환영역에서의 협대역 간섭신호 제거

IV. 소자의 특성을 이용한 협대역 신호 제거방법

V. 결 론

### Abstract

In this paper we discuss narrow-band interference rejection schemes for spectrum overlay communications where direct sequence spread spectrum (DS/SS) communication systems and narrow-band communication systems share the same frequency band. In this case, it is essential to reject the narrow-band signals to guarantee the performance of DS/SS system, while it is not necessarily required to reject the DS/SS signal to recover the narrow-band signal. We discuss several schemes such as time domain processing, frequency domain processing and exploiting the device characteristics to reduce the effect of narrow-band signal on DS/SS communication systems. Furthermore, we suggest a structure of tunable notch filter using gyrator that can easily be customized to ASIC.

### 요 약

본 논문에서는 direct sequence spread spectrum (DS/SS) 통신 시스템과 협대역통신시스템이 동일 주파수 대역에서 공존하는 주파수복수통신시스템에 있어서의 협대역신호 제거에 대해 논한다. DS/SS 시스템과 협대역통신시스템의 주파수복수통신시스템에서 DS/SS신호의 스펙트럼 밀도는 낮기때문에 협대역시스템의 통신에 큰 영향을 주지않지만, 협대역신호의

DS/SS시스템에의 영향은 크기 때문에 원활한 복수통신을 위해서는 DS/SS 시스템에 미치는 협대역신호를 반드시 제거해야한다. DS/SS 방식에 있어서 협대역 간섭신호 제거 기법은 크게 시간영역과 변환영역에서의 처리 기법으로 분류될 수 있다. 본 논문에서는 예측필터를 이용한 시간영역 처리 기법과 Fourier 변환을 이용한 변환영역 처리 기법, 그리고 소자의 특성을 이용한 협대역 간섭신호를 제거하는 방법에 대해 논의하고, 각 방법의 특성을 비교한다. 나아가, gyrator를 이용하여 ASIC화가 용이한 tunable notch 필터의 구조를 제안한다.

### I. 서 론

대역확산(spread spectrum : SS) 통신 방식의 다양한 장점이 널리 알려지면서 이에 대한 연구가 활발히 진행중이다. 대역확산 통신의 대표적 응용분야로는 간섭신호 제거(interference rejection), 다중접속 시스템(multiple access system), 다중경로 억압(multipath suppression), LPI(low probability of intercept) 시스템, 거리측정 시스템(ranging system), 주파수 공용통신 혹은 주파수 복수통신(frequency overlay) 시스템 등이 있다[1-4].

대역확산 통신 기술을 이용한 통신방식에는 크게 직접확산(direct sequence : DS), 주파수 도약(frequency hopping : FH), 시간도약(time hopping :

TH) 및 chirp 변조 방식 등이 있다. 특히 이 중에서도 DS 방식은 많은 장점을 가지고 있어 현재 상용 디지털 셀룰라 시스템에 사용되고 있다.

한편 무선통신에 대한 수요가 날로 급증하면서 주파수 자원의 부족현상이 큰 문제로 대두하게 되었다. 따라서 제한된 주파수자원을 효율적으로 사용하기 위한 한가지 방법으로 동일 주파수 대역을 여러 통신방식이 공유하는 주파수 복수통신에 대한 연구가 현재 진행되고 있다. 두가지 이상의 통신시스템이 동일한 주파수 대역을 공유하는 주파수 복수통신 방법으로는 기존의 통신 시스템에는 영향을 주지 않는 새로운 통신 시스템을 도입하거나, 혹은 아예 서로 간섭을 주지 않는 새로운 통신 시스템을 병행하여 개발하는 두 방법으로 대별할 수 있다. 현재의 연구되고 있는 주파수 복수통신은 주로 전자의 측면이 강하다.

주파수 복수통신을 위한 가장 대표적인 방법은 기존의 협대역 통신시스템과 공존할 수 있는 대역확산 통신방식이며, 그 중에서도 직접확산에 의한 통신방식을 들 수 있다. 직접확산방식에 의한 주파수 복수통신은 기존의 협대역 통신시스템은 그대로 운용하면서 동일 주파수 대역에 스펙트럼 밀도가 낮은 직접확산 통신시스템을 병행하여 사용함으로써 기존의 통신시스템에 영향을 주지 않으면서 통신할 수 있는 방식이라 여겨지기 때문이다. 그러나, 동일 주파수 대역에 협대역 통신시스템과 직접확산방식에 의한 광대역 통신시스템이 공존하는 경우 두 가지의 간섭문제가 대두된다. 첫번째는 직접확산 방식에 의한 광대역 신호가 협대역 신호에 간섭으로 작용하는 경우를 생각할 수 있다. 그러나, 기존의 협대역 통신 시스템이 사용하는 주파수 대역에 직접확산 방식에 의한 광대역 통신시스템을 사용하고자 하는 경우에는 광대역 신호의 스펙트럼 밀도를 충분히 낮게 설계하여 기존의 협대역 통신시스템이 영향을 받지 않도록 하므로 협대역 통신시스템의 입장에서 광대역 신호로 인한 간섭은 크게 문제가 되지 않게 할 수 있다[5-6].

두번째는 기존 시스템의 협대역 신호가 직접확산방식에 의한 광대역 신호에 간섭으로 작용하는 경우이다. 이 경우 기존의 협대역 신호는 직접확산 방식에 의한 광대역 시스템에 tone jammer로 작용하게 되는데, 직접확산 방식의 경우 기본적으로 어느 정도 (즉, jamming margin) 이하의 tone jammer와 같은 간섭신호는 억압하는 능력은 있지만, jamming margin 이상의 tone 신호에 대해서는 간섭신호 억압 능력이 떨어지므로 직접확산 시스템의 성능은 크게 저하되거나

아예 동작을 하지 않는 경우가 발생된다[5-6]. 따라서 직접확산방식에 의한 주파수 복수 통신을 위해서는 직접확산 시스템에서 협대역 신호를 제거하는 방법을 개발해야 한다. 이러한 방법은 주파수 복수통신을 위해서 필수적이지만 때로는 의도적인 jamming 신호의 제거를 위해서도 필요하다.

직접확산 시스템에서 협대역 간섭신호를 제거하기 위한 방법은 크게 두가지로 분류할 수 있다. 첫번째 방법은 시간영역에서 처리하는 방법으로, 먼저 예측필터를 이용하여 수신신호로부터 간섭신호를 예측한 후, 수신신호에서 예측된 간섭신호를 제거하는 방법이다. 이 방법에서 협대역 간섭신호 제거 능력은 예측필터의 성능에 따라 크게 좌우되므로 좋은 성능을 갖는 예측필터의 설계가 필요하다. 예측필터는 협대역 간섭신호의 특성에 따라 고정형 필터 또는 적응형 필터 (adaptive filter)로 설계할 수 있다. 또한 시스템의 성능을 향상시키기 위해 예측필터와 함께 decision feedback (DF) 수신기 구조를 채택할 수도 있다.

두번째 방법은 변환영역에서 처리하는 것으로, 먼저 수신신호를 Fourier변환을 하여 주파수 영역의 신호로 표현한다. 주파수 영역에서 협대역 간섭신호는 스펙트럼 밀도가 낮은 광대역 신호보다 우세 (dominant)하므로 먼저 threshold logic을 이용하여 협대역 간섭신호를 검출한 후 notch filtering이나 clipping을 이용하여 간섭신호를 제거하고 역변환을 수행하므로써 간섭신호를 제거한다. 이 방법은 Fourier변환 및 역변환이 필요하므로 고속의 신호처리 기법이나 소자(device)가 요구되며, 또한 주파수 영역에서 협대역 간섭신호를 검출할 때 적절한 threshold 값을 설정해야 한다. 지금까지 알려진 협대역 간섭신호의 제거기법들에 대한 실제 시스템에의 적용가능성 여부는 시스템 특성 즉, 전송속도, 협대역 간섭신호의 크기, agility, 고의성 등 다양한 특성에 따라 좌우되므로 확립적으로 그 특성이나 성능을 논하기는 어렵다.

본 논문에서는 직접확산방식을 이용한 주파수 복수 통신시스템의 협대역 간섭신호의 제거방법에 대해 기본원리, 특성등에 대해 논한다. 서론에 이어 2장에서는 시간영역에서 협대역 간섭신호를 제거하는 방법에 대해, 3장에서는 변환영역에서 협대역 간섭신호를 제거하는 방법에 대해 논한다. 4장에서는 소자의 특성을 이용하여 시간영역 또는 주파수 영역에서 협대역 간섭신호를 제거하는 방법을 살펴보고, gyrator를 이용하여 ASIC으로 구현할 수 있는 tunable notch 필터의 구조를 제안한다. 마지막으로, 5장에서는 결론을

맺는다.

## II. 시간영역에서의 협대역 간섭신호 제거

### 2.1 시간영역에서 협대역 간섭신호 제거원리

직접확산 방식의 대역확산 통신 시스템은 기본적으로 시스템 수행이득 범위 내에서는 협대역 간섭신호에 대해 내성을 갖고 있다. 그러나 간섭신호가 수행이득 이상인 경우에는 시스템 성능이 급격히 저하되어 통신 시스템의 장애를 유발한다. 이와 같은 문제를 해결하기 위한 한 방법으로는 억압필터(suppression filter)를 이용해서 간섭신호를 제거하여 시스템 성능을 향상시키는 기술을 생각할 수 있다.

그림 1 은 억압필터를 이용해서 협대역 간섭신호를 제거하는 직접확산방식의 전형적인 수신기 구조를 나타낸다[7-9]. 그림 1에서 억압필터인 transversal 필터는 그림 2와 같이 단측필터(one-sided filter)구조로 혹은 그림 3과 같이 양측필터(two-sided filter)구조로 구성하는 것이 가능하며, 억압필터를 이용해서 협대역 간섭신호를 제거하는 기본원리는 Wiener 예측필터의 원리를 이용한다.

대역확산 시스템 수신기로 입력되는 신호는 광대

역신호인 직접확산신호와 잡음신호 및 협대역신호인 간섭신호로 구성되어 있다. 그런데 입력신호 중 직접확산신호와 잡음은 광대역신호이므로 예측하기가 어려운 반면, 간섭신호는 협대역 신호이므로 예측필터를 이용하면 과거값으로 부터 현재값을 비교적 쉽게 예측할 수 있다. 따라서 예측필터를 이용하여 수신신호로 부터 간섭신호의 현재값을 예측하고, 예측된 값을 수신신호에서 제거하면 광대역 신호인 직접확산신호와 잡음신호만 남게 된다. 양측필터를 이용해서 협대역 간섭신호를 제거하는 원리도 단측필터의 동작 원리와 동일하다. 다만 양측필터에서는 협대역 간섭신호의 현재값을 예측할 때 과거값 뿐만 아니라 미래값도 사용하므로 단측필터에 비해 시스템 성능은 향상된다.

여기서 억압필터의 원리를 간단히 알아보면 다음과 같다. 만약 억압필터의 각기 다른 tap 에서 취해진 확산신호의 샘플이 uncorrelated되어 있고 입력신호는 광대역 직접확산 신호와 잡음만 존재하고 간섭신호는 없는 경우, 최소 출력 오차 전력을 유지하기 위한 억압필터의 필터계수는 영이 될 것이다. 그러나 협대역 간섭신호가 존재하는 경우 최소 자승 오차(minimum mean squared error)가 최소가 되도록 필

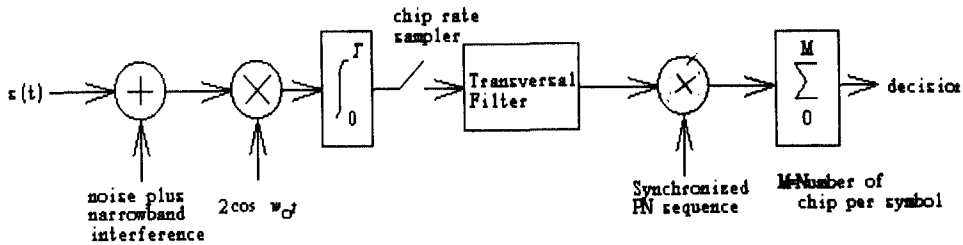


그림 1. Transversal filter 를 이용한 협대역간섭신호 제거 시스템.

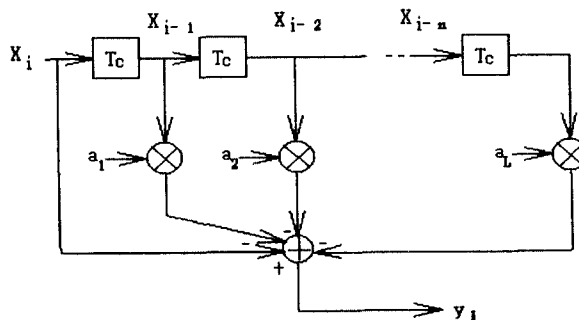


그림 2. One -sided transversal 필터의 구조.

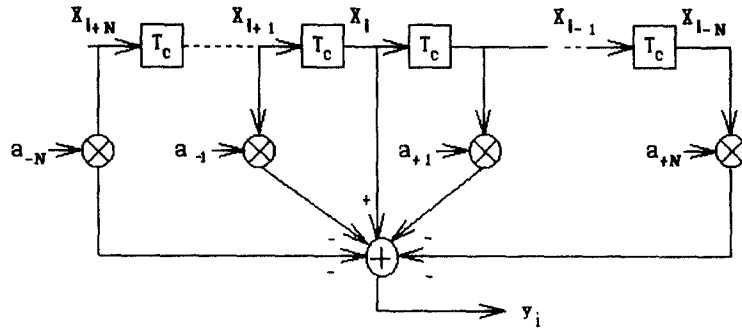


그림 3. Two - sided transversal 필터의 구조.

터계수를 조정하여 협대역 간섭신호를 예측한다. 따라서 입력 수신신호에서 예측신호를 빼면 광대역 확산신호에 어느 정도 왜곡은 야기되나 협대역 간섭신호의 세기는 줄어든다. 그림 2와 3의 필터계수는 Wiener-Hopf 방정식에 의해 구할 수 있다.

2.2 적응형 필터를 이용한 협대역 간섭신호 제거

간섭신호에 대한 통계적 특성을 명확히 알고 있는 경우에는 그림 2 및 그림 3에서와 같은 고정형 억압필터로 어느정도의 성능을 확보할 수 있다. 그러나 간섭신호에 대한 정보를 사전에 알수 없는 경우에는 적응형 억압필터를 사용하는 구조로 설계하여야 한다 [10-11]. 필터계수를 가변시키는 적응형 억압필터의 설계방법으로 least mean square(LMS) 알고리즘과 recursive least square(RLS)방법등이 있다[11-12,14]. LMS 알고리즘은 계산량이 적어 시스템 구현이 용이하지만 적응 알고리즘의 수렴속도가 느리다는 단점이 있다. 필터의 수렴속도를 향상시키기 위한 구조로는 lattice 필터가 있으며, 그림 1에서 transversal 필터 대

신 lattice 필터를 이용하여 협대역 간섭신호를 제거할 수 있다. 적응형 lattice 필터의 경우 LMS 알고리즘보다 훨씬 더 빠른 수렴속도를 갖는 것으로 알려져 있다[14-15].

Transversal 필터를 이용한 방식을 응용한 또 다른 방식으로는 decision feedback(DF) 필터를 이용하는 방식이 있다[15-17]. 그림 4는 DF 필터를 이용한 협대역 간섭신호를 제거하는 방식의 전형적인 필터 수신기 구조를 나타내며, 그 원리는 다음과 같다. 입력 신호  $r(t)$ 는 원신호  $s(t)$ 와 잡음  $w(t)$  및 간섭신호  $I(t)$ 로 구성되고  $w(t)$  및  $I(t)$ 를 완전히 whitening 시키기 위해서는  $s(t)$ 를 제거하여야 한다. 수신기의 최종 출력은 송신 데이터 심볼에 대한 추정치이므로, 이를 이용하여 송신 신호를 재생해 낼 수 있다. 만약 수신기에서 올바르게 데이터를 복원하였다면 이를 이용하여 송신 재생신호를 만들고, 재생된 송신신호를 입력 수신신호로부터 빼게 되면 결국 잡음과 간섭신호만이 남게 된다. 따라서 데이터 성분이 제거된 잡음과 간섭신호만으로 예측필터를 이용하여 간섭신호

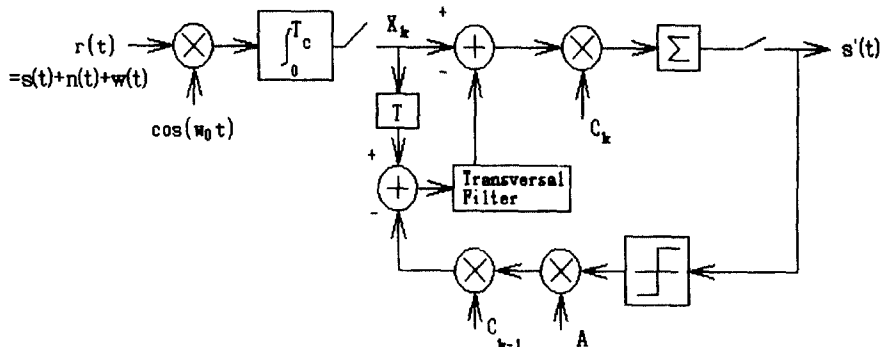


그림 4. DF 필터를 이용한 협대역 간섭신호 제거.

를 예측하는 경우 단순히 예측필터만을 이용하는 경우보다 정확한 간섭신호의 예측이 가능하므로 시스템 성능을 향상시킬 수 있다. 그러나 데이터 심볼을 틀리게 추정하면 필터의 입력은 잡음과 간섭 뿐만 아니라 원신호의 2 배 만큼의 신호가 존재하게 되어 error propagation이 문제가 될수있다[17].

### III. 변환영역에서의 협대역 간섭신호 제거

#### 3.1 변환영역에서 협대역 간섭신호 제거원리

시간영역과는 달리 변환영역에서 협대역 간섭신호를 제거하는 방식은 기본적으로 Fourier변환등을 이용하여 입력신호를 주파수 영역으로 변환하여 주파수 영역에서 처리하는 기법이다.

변환영역에서 협대역 간섭신호를 제거하는 원리를 이해하기 위해서 그림 5와 같은 시스템을 살펴보자 [18-20]. 역시 입력수신신호  $r(t)$ 는 송신신호인  $s(t)$ , AWGN 인  $n(t)$  및 간섭신호인  $l(t)$  로 구성되어 있다. 먼저 입력신호는 Fourier 변환되고 전달함수가  $H(w)$ 인 필터와 곱해진후 역 Fourier 변환되고, 이 역 변환된 신호는 송신신호  $s(t)$ 를 복원하기 위한 검출 필터인 정합필터로 입력된다.

Fourier변환된 주파수 영역의 협대역 간섭신호는 스펙트럼 밀도가 낮은 광대역 신호보다 특정 주파수 대역에서 dominant하게 되므로 threshold logic 등을 이용하여 협대역 간섭신호를 검출한 후 notch filtering 이나 clipping 을 이용하여 간섭신호를 제거할 수 있다.

#### 3.2 Notch filter를 이용한 협대역 신호 제거

그림 6은 notch filtering을 이용하는 방식의 구성도

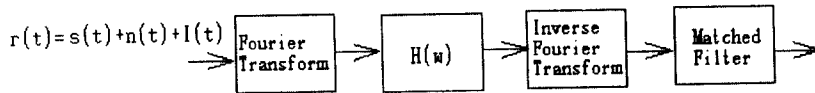


그림 5. 변환영역에서의 간섭신호 제거방법의 기본 개념도.

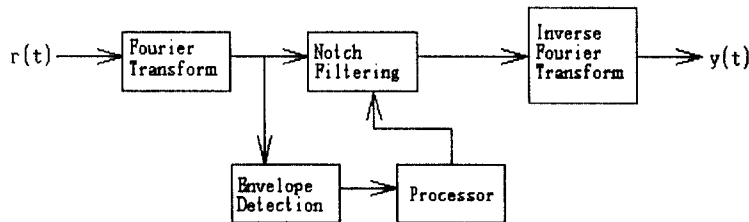


그림 6. Notch filtering 을 이용하는 방식.

를 나타낸다. 그림 6 에서 입력신호를 Fourier 변환하면 그림 7(a)와 같이 low level 광대역 직접확산 신호와 high level 협대역 간섭신호가 나타난다. 이제 그림 7(b)와 같은 주파수 특성을 갖는 필터출력을 그림 7(a)의 신호와 곱하면 그림 7(c)와 같이 간섭신호의 성분은 억압되어 제거되고 원하는 정보신호인 광대역 직접확산 신호는 약간의 전력손실은 생기나 여전히 남게된다.

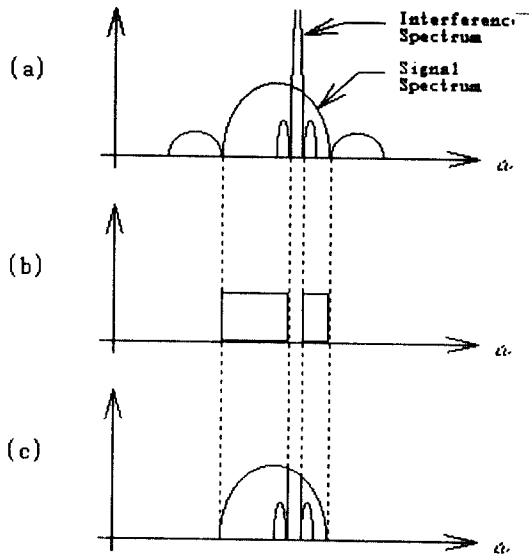


그림 7. Notch filter 를 이용한 협대역 간섭신호 제거.

- (a) 입력신호의 주파수 특성.
- (b) notch filter 의 주파수 특성.
- (c) 출력신호의 주파수 특성.

3.3 Clipping에 의한 협대역 신호 제거

Clipping 을 이용하는 방법은 그림 8과 같이 구성된다. 이 방식에서는 notch filter를 이용하는 방식과는 달리 주파수 영역에서 신호의 크기가 일정 임계치 이상이면 clipping 연산을 수행한다. 따라서 notch filtering 방법은 간섭신호의 특성을 비교적 잘 알 수 있는 시스템에 적합한 반면 주파수 영역 clipping 방법은 간섭신호의 특성과 관계없이 적용할 수 있는 장점이 있다. 그림 9는 clipping 방식을 이용하여 간섭신호를 제거하는 과정을 보인 것이다.

IV. 소자의 특성을 이용한 협대역 신호 제거방법

4.1 Surface Acoustic Wave(SAW) device 를 이용한 방식

그림 5 에서 입력신호를 주파수 영역으로 변환하는 과정을 SAW 소자로 구현할 수 있다[19]. SAW 소

자를 이용하는 방식에서는 DDL(dispersive delay line)로 입력신호를 주파수 영역으로 변환하고 주파수 영역에서 notch filtering 혹은 clipping한 다음 다시 DDL을 이용하여 시간영역으로 역변환한다.

이와 같이 SAW device를 이용하는 방법은 일견 단순해 보이나, SAW device의 주파수 해상도를 수십 KHz 이하로 줄이는 데는 device 크기 및 insertion loss 문제로 현실적으로 어려운 점이 많다. 주파수 해상도  $\Delta f$  는 아래와 같이 주어진다[22].

$$\Delta f = k/T \tag{1}$$

여기서, k는 1/2 인 비례상수이고, T 는 DDL 의 지연시간이다. SAW device 에 흔히 쓰이는 LiNbO3 는 전달속도가 3490m/sec이고, Quartz 경우는 3158m/sec 정도이다[6,22,23]. 따라서 주파수 해상도가 100 KHz인 SAW 소자를 설계 하고자 하면 T 가 10<sup>-6</sup>초 이상이므로 Quartz를 사용하는 경우 DDL 소자

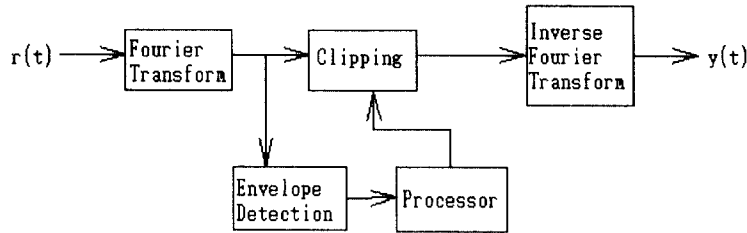


그림 8. Clipping 을 이용하는 방식.

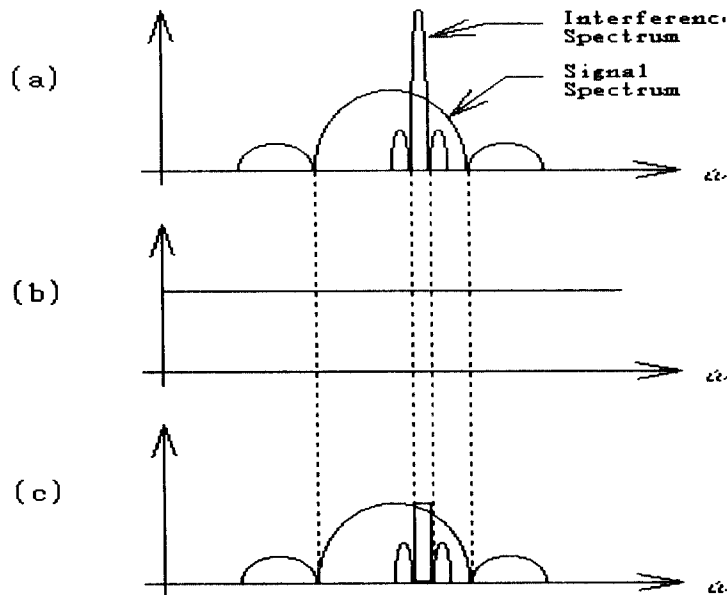


그림 9. Clipping 을 이용한 협대역 간섭신호 제거.

(a) 입력신호의 주파수 특성. (b) clipping 을 위한 임계치 특성. (c) 출력신호의 주파수 특성.

의 길이가 15cm 이상이어야 하며, insertion loss 는 DDL 길이에 비례하여 증가하므로 30 ~ 60 dB 정도가 된다. 따라서 DDL을 이용하여 협대역 간섭신호를 제거하기 위해서는 수행이득이 대단히 크지 않은 경우는 주파수 해상도가 좋지 않아 이로 인한 신호의 왜곡이 문제가 될 수 있다.

4.1.1 DDL을 이용한 방식

그림 10은 DDL을 이용한 협대역신호를 제거하는 한 방법을 제시한다. DDL에 의해 주파수 영역으로 변환된 신호는 envelope 검출기를 거쳐 threshold 발생기로 입력되고 threshold 발생기는 switch 를 제어하게 된다. 이때 switch 출력은 envelop 검출기의 출력이 threshold 보다 크면 1이고 그렇지 않으면 0(zero)를 출력하는 switch 동작에 의해 adaptive notch filter를 구현할 수 있다. 그림과 같은 feedforward 구조를 이용하면 간섭신호를 알지 못하거나 간섭신호가 시간에 따라 변화하는 경우에도 능동적으로 대처할 수 있다[21].

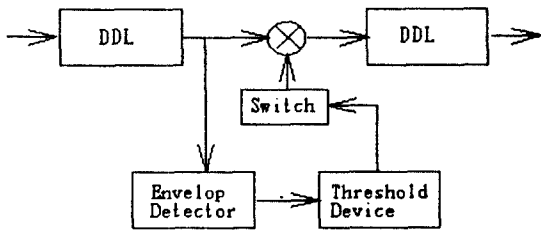
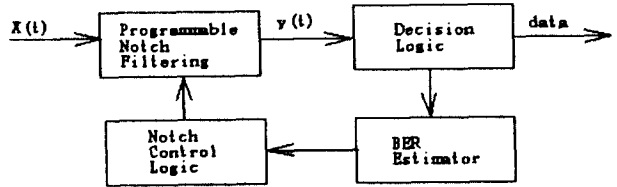


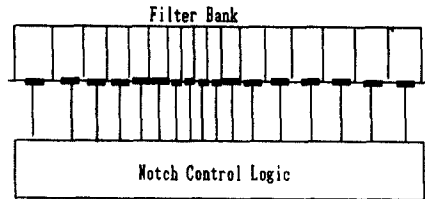
그림10. DDL을 이용한 notch filtering 방법의 예

4.1.2 SAW bandpass filter(BPF) bank 를 이용한 방식

SAW device를 이용하는 또다른 방법으로는 그림 11과 같이 여러개의 SAW BPF로 programmable filter bank를 구성하여 feedback 방식에 의해 notch filtering 을 하는 방법이 있다[24]. 이 방법에서는 입력 신호를 그림 11과 같은 programmable filter bank를 통과시키되, 간섭 신호의 주파수 대역에 해당하는 BPF를 notch 제어 logic을 이용하여 stop band로 만든다. 여기서 BPF bank의 각 BPF 에는 ON/OFF 제어 단자가 부착된다. 변조된 신호의 spectrum 특성상 carrier 주파수 부근의 전력이 sideband 쪽 보다 큰 점을 고려하여 carrier 근처의 BPF 대역폭을 sideband



(a)



(b)

그림11. SAW BPF bank 를 이용한 programmable notch filtering 방법.

(a) programmable notch filtering 을 이용한 시스템.

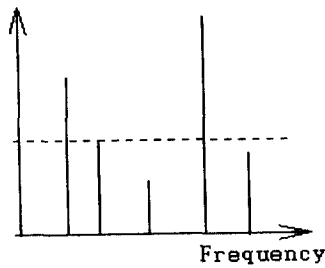
(b) programmable SAW BPF bank.

쪽 보다 좁게 설계한다. 이 방법은 주파수 해상도나 insertion loss 등은 크게 개선할 수 있어 간섭신호의 특성을 알고 있는 경우 실제 시스템에 적용하기가 가장 용이하다고 판단된다. 그러나 간섭신호가 시간적으로 빠르게 변하거나 여러개의 간섭신호가 존재할 때에는 그 존재여부를 판단하기가 어려우므로 BPF bank 의 제어가 어렵다.

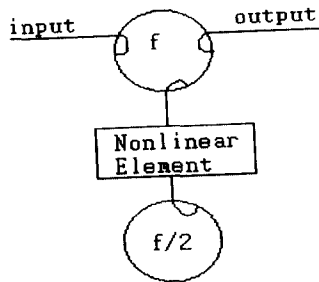
4.2 YIG 공진 소자를 이용하는 방식

협대역 간섭 신호를 제거하기 위하여 YIG (Yttrium iron garnet) 소자의 성질을 이용하여 특별한 주파수에 공진시켜 선택적으로 주파수를 limiting 시키는 방법을 생각할 수 있다[6,23]. 그림 12는 YIG 를 이용하여 간섭신호를 제거하는 방법을 보인 것이다. 그림 12(b) 에서 주파수가 f Hz인 입력신호가 YIG로 구현되는 frequency selective filter로 입력되면, subharmonic resonator의 f/2 Hz 주파수와 공진을 일으켜 특정 크기 이상의 입력 신호는 limiting 된다. 만

약 다수의 간섭신호가 존재하여 입력신호에 여러 주파수 성분이 존재하면, limiting 하고자 하는 모든 주파수의 subharmonic resonator를 만들어야 한다. YIG는 수 GHz 이상의 고주파 시스템에 적합하며 소형경량화에 유리하나, 입력신호의 주파수 성분들 사이의 간격이 충분히 크지 않으면 capture effect에 의해 신호의 왜곡이 생기며 또한 구현이 어렵다.



(a)



(b)

그림12. YIG 를 이용한 frequency selective limiting 방식.

(a) Frequency selective limiting.

(b) YIG frequency selective filter 의 구조.

### 4.3 Gyrator를 이용하는 방식

그림 13과 같이 LC filter 를 이용한 notch filtering 방식을 현대적 간섭신호의 제거에 사용할 수 있으며 이때 inductance를 구현하는데 gyrator를 이용하는 방법이 있다. 이 inductance의 값을 변경할 수 있도록 하면 tunable notch filter를 구현 할 수 있다.

그림 13에서 inductor L은 그림 14와 같이 capacitor 를 이용하여 구현할 수 있다[25]. 그림 14에서 입력 임피던스  $Z_{in}$  은 식(2)와 같이 주어지므로 inductance L은 다음식 (3) 과 같이 주어진다.

$$Z_{in} = j\omega C_4 \frac{R_1 R_3 R_5}{R_2} \quad (2)$$

$$L = C_4 \frac{R_1 R_3 R_5}{R_2} \quad (3)$$

식 (3)에서 capacitor  $C_4$ 의 값을 변화 시킴으로서 inductance L 값을 변화시킬 수 있다. 이를 위해 그림 14의 capacitor  $C_4$ 를 그림 15와 같이 구성하고, 그림 15에서 N개의 capacitor 중 임의의 하나를 선택하므로써 가변 inductance L을 구현할 수 있다. 결국 이와 같은 가변 inductor 및 가변 capacitor를 이용하여 tunable notch filter를 구현할 수 있다.

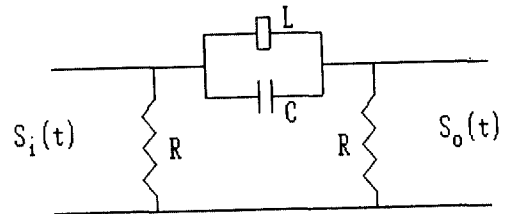


그림13. LC filter 를 이용하는 방식.

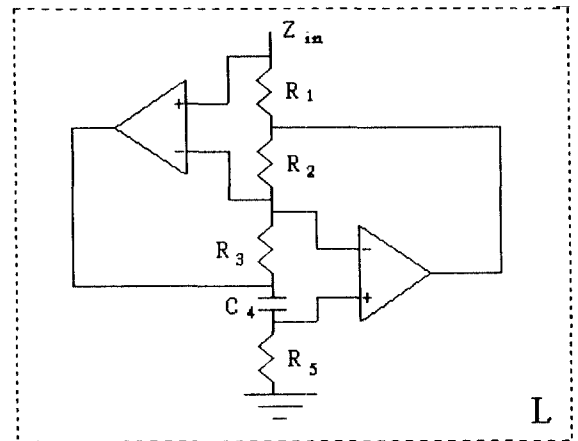


그림14. Capacitor 를 이용한 inductor 의 구현.

한편, 그림 15에서와 같이 N개의 capacitor 중 하나를 선택하여  $C_4$ 를 변경시키고 따라서 inductance L을 변경시키는 방법 대신, 그림 16에서와 같이 inductor를 switching하는 방법을 생각할 수 있다. 이 경우에도 각 inductor 는 그림 14와 같은 방법으로 구현된다. 결국 그림 16의 구성에서도 switch 제어에 따라 각기 다른 공진 주파수 혹은 tunable notch filter를 구성하는 것이 가능하다. Gyrator를 이용한 방법의 장점은 제어부를 포함한 tunable notch 필터를 ASIC화 할



수 있으며, 수십 MHz대의 비교적 낮은 주파수가 신호처리에 유효하므로 주파수 복수통신시스템의 구현에 용이하게 적용할 수 있다.

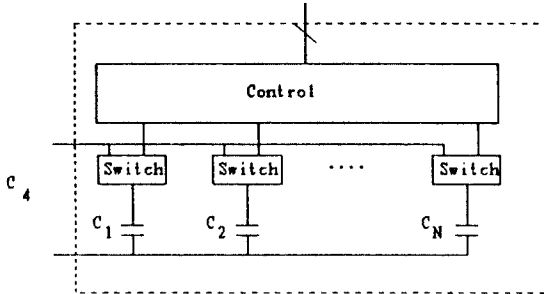


그림15. Capacitor 의 구성.

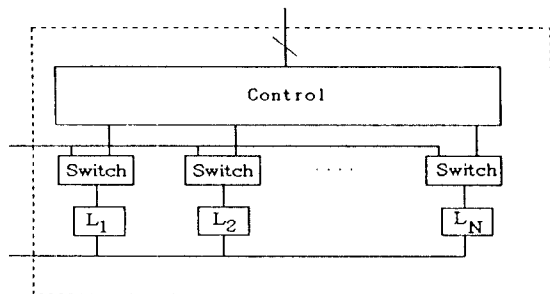


그림16. Gyrator를 이용한 notch 필터방식.

4.4 디지털 신호처리를 이용하는 방식

디지털 신호처리를 이용한 간섭신호 제거 방식에서는 입력신호를 디지털 신호로 바꾸어 디지털 영역에서 간섭신호를 제거하는 방식이다. 디지털 신호처리를 이용하는 방식에는 크게 2장에서 논한 시간영역에

서의 filtering 방식과 3장에서 논한 주파수 영역에서 notch filtering 하거나 clipping하는 방법이 있다. 시간영역에서 디지털 filtering을 이용하는 방식은 확산대역이 넓은 경우 고속의 디지털 신호처리가 필요하므로 현재까지의 기술로는 수백 Kcps (cps: chip per sec) 이하 확산대역 전송속도에 적용 가능 하리라 생각된다.

그림 17은 입력 디지털 신호를 주파수 영역으로 변환하여 주파수 영역에서 notch filtering 이나 clipping 하는 방법으로 간섭신호를 제거하는 방식을 나타낸다. 그림 17에서와 같이 입력신호를 주파수 영역으로 변환할 때 고속 Fourier변환 (FFT : fast Fourier transform)을 이용한다. 그림 17의 방식 역시 시간영역에서와 마찬가지로 고속의 디지털 신호처리가 요구되며 응용분야는 확산대역이 넓지 않는 경우로 한정된다. 시간영역이나 변환영역에서 디지털 신호처리 기술을 이용하는 간섭신호 제거 시스템은 확산대역이 넓은 경우에는 현재까지의 신호처리 기술로는 적용이 어렵다. 그러나 디지털 신호처리 기술을 이용한 시스템에서는 다양한 신호처리가 가능하고 또한 소형화 경량화 및 시스템 안정화 측면에서는 다른 방식에 비해 유리하다.

V. 결 론

직접확산 대역확산방식을 이용한 통신주파수 복수 통신시스템에서는 협대역 간섭신호제거가 필수적이다. 협대역 간섭신호의 제거기법은 전송속도, 협대역 간섭신호의 크기, agility, 협대역간섭신호의 고의성등 시스템의 특성에 따라 좌우되므로 획일적으로 그 특성이나 성능을 논하기는 어렵다. 따라서, 실제 시스템의 응용분야에 따라 각 방식의 장단점을 고려하여 협대역 간섭신호 제거 방식을 결정하여야 한다.

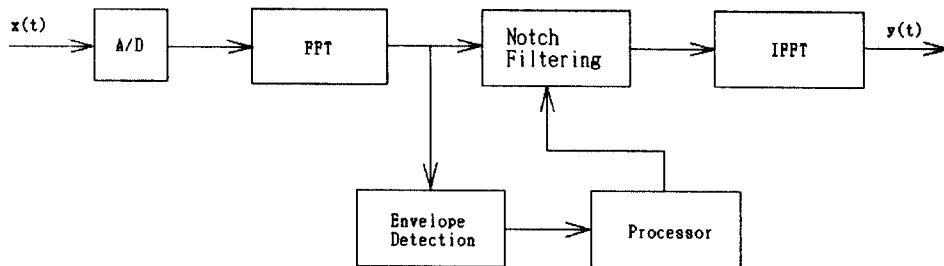


그림17. 디지털 신호처리 기술을 이용한 변환영역에서 notch filtering 방식.

본 논문에서는 여러가지 협대역 간섭신호 제거기법에 대해 논하였다. 시간영역 처리 기법에서는 먼저 예측필터를 이용해서 협대역 간섭신호를 제거하는 기본원리를 살펴보고, 각 방법의 장단점을 분석하였다. Fourier 변환을 이용한 변환영역 처리 기법에서는 변환영역에서 협대역 간섭신호가 제거되는 과정을 해석하고 또한 변환영역의 신호처리 기법을 소개하였다. 또한 사용 소자의 특성에 따라 여러가지 협대역간섭신호 제거방법의 구조를 보이고 각각의 경우에 대한 장단점을 분석하였다. 또한 실제 구현이나 처리측면에서 ASIC화가 용이한 gyrator를 이용한 tunable notch필터의 구조를 제안하였다.

### 참 고 문 헌

[1] G.R. Cooper and C. D. McGillem, Modern Communications and spread spectrum, McGraw-Hill, 1986.

[2] M. K. Simon, J. K. Omura, R. A. Scholtz and B. K. Levitt, Spread Spectrum Communications, Computer science press, 1985.

[3] R. E. Ziemer and R. L. Peterson, Digital Communications and Spread Spectrum systems, Macmillan, Inc., 1985.

[4] R. L. Pickholtz, D. L. Schilling, and L. B. Milstein, " Theory of spread spectrum communications - a tutorial," IEEE Trans. Comm., vol. COM-30, pp. 855-884, May 1982.

[5] L. B. Milstein, "Interference rejection technique in spread spectrum communications," Proc. IEEE, vol. 76, pp. 657-671, June, 1988.

[6] 김 제우, "직접확산/CDMA 시스템에서 협대역 간섭신호 제거 방법," 삼성전자 정보통신(본) 산업전자(사) 무선통신그룹, Apr. 1994.

[7] F. M. Hsu and A. A. Giordano, "Digital whitening techniques for improving spread spectrum communications performance in the presence of narrow band jamming and interference," IEEE. Trans. Comm., vol. COM-26, pp. 209-216, Feb. 1978.

[8] L. Li and L. B. Milstein, "Rejection of narrow band interference in PN spread spectrum system using transversal filters," IEEE Trans. Comm., vol. COM-30, pp. 925-928, May 1982.

[9] R. A. Iltis and L. B. Milstein, "Performance analysis of narrow band interference rejection techniques in 직접 확산 spread spectrum systems," IEEE Trans. Comm., vol. COM-26, pp. 209-216, Feb. 1978.

[10] J. W. Ketchum and J. G. Proakis, "Adaptive algorithms for estimating and suppressing narrow band interference rejection," IEEE Trans. Comm., vol. COM-30, pp. 913-924, May 1982.

[11] B. Widrow et al., "Adaptive noise canceling : Principle and applications," Proc. IEEE, vol. 63, pp. 1692-1716, Dec. 1975.

[12] A. A. Giordano and F. M. Hsu, Least Square Estimation with Applications to Digital Signal Processing, New York, NY : Wiley Interscience, 1985.

[13] G. I. Saulnier, P. Das, and L. B. Milstein, "Adaptive digital suppression filter for direct sequence spread spectrum communications," IEEE J. Selected Areas Com., vol. SAC-3, no. 5, pp. 676-686, Sep. 1985.

[14] B. Widrow and S. D. Stearns, Adaptive Signal Processing, Englewood Cliffs, NJ : Prentice-Hall, 1985.

[15] J. G. Proakis, Digital Communications, New York, NY : McGraw-Hill, 1983.

[16] J. W. Ketchum, "Decision feedback techniques for interference cancellation in PN spread spectrum communication systems," in IEEE Military Communications Conf., pp. 39.5.1-39.5.5, Oct. 1984.

[17] F. Takawira and L. B. Milstein, "Narrowband interference rejection in PN spread spectrum systems using decision feedback filters," in IEEE Military Communications Conf., pp. 20.4.1-20.4.5, Oct. 1986.

[18] L. B. Milstein and P. Das, "An analysis of a real time transform domain filtering digital communication system, Part I : Narrowband interference rejection," IEEE Trans. Com., vol. COM-28, pp. 816-824, June 1980.

[19] L. B. Milstein and P. Das, "Spread spectrum receiver using acoustic surface wave technology," IEEE Trans. Comm., vol. COM-25,

no. 8, pp. 841-847, Aug. 1977.

[20] L. B. Milstein, P. K. Das, and J. Gevorgiz, "Processing gain advantage of transform domain filtering in spread spectrum systems," Military Communications Conf., pp. 21.2.1-21.2.4, Oct. 1982.

[21] D. Shklarsky, P. K. Das, and L. B. Milstein, "Adaptive narrowband interference suppression," in 1979 National Telecommunications, Conf., pp. 15.2.1-15.2.4, Nov. 1979.

[22] M. Feldmann and J. Henaff, Surface Acoustic Waves for Signal Processing, Artech House, 1989.

[23] J. B. Tsui, Microwave Receivers with Electronic Warfare Applications, John Wiley, 1986.

[24] S. Kuromoto, H. Nakase, K. Fukui, K. Tsubouchi and N. Micoshiba, "Antijam demodulation system of an asynchronous SS MODEM using SAW convolver," IEICE, Research Meeting of Spread Spectrum Technique and Its Application, pp. 51-58, June 15-16, 1990.

[25] Horowitz and W. Hill, The Art of Electronics.

[26] J. Wang and L. B. Milstein, "Applications of suppression filters for CDMA overlay situations," Proc. ICC, pp. 310.3.1-310.3.5, 1992.



김 회 동



김 제 우

- 1981년 : 서울대학교 공과대학 전자공학과 졸업
- 1983년 : 한국과학기술원 공학석사.
- 1987년 7월 : 한국과학기술원 공학박사
- 1987년 1월~1992년 2월 : 디지콤 정보통신 연구소
- 1992년 2월~현재 : 수원대학교 정보통신학과 조교수
- 주관심분야 : 무선통신네트워크, 지능망, 초고속통신망, 부가가치통신망.

- 1983년 : 서울대학교 공과대학 전자공학과 졸업
- 1985년 : 한국과학기술원 공학석사.
- 1990년 3월~1993년 2월 : 한국과학기술원 공학박사
- 1990년 3월~1993년 2월 : 삼성전자 선임연구원
- 1993년 3월~현재 : 수원대학교 정보통신과 조교수
- 1993년 4월~현재 : 삼성전자 기술자문
- 주관심분야 : 디지털 이동통신시스템, 대역확산통신방식, Phased Array신호처리, 디지털 모델설계

조 동 호

- 1979년 : 서울대학교 공과대학 전자공학과 졸업
- 1981년 : 한국과학기술원 공학석사
- 1985년 : 한국과학기술원 공학박사
- 1985년~1989년 : 한국과학기술원 선임연구원
- 1987년 3월~현재 : 경희대학교 전자계산공학과 교수