



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2012년10월16일
(11) 등록번호 10-1191835
(24) 등록일자 2012년10월10일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04B 1/713 (2011.01)
(21) 출원번호 10-2006-7010015
(22) 출원일자(국제) 2005년10월17일
심사청구일자 2010년10월08일
(85) 번역문제출일자 2006년05월23일
(65) 공개번호 10-2007-0058371
(43) 공개일자 2007년06월08일
(86) 국제출원번호 PCT/JP2005/019034
(87) 국제공개번호 WO 2006/046424
국제공개일자 2006년05월04일
(30) 우선권주장
JP-P-2004-00309148 2004년10월25일 일본(JP)
(56) 선행기술조사문헌
US06091932 A*
Anuj Batra et al., Multi-band OFDM Physical
Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a,
Nov., 2003.*
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
소니 가부시카이가이사
일본국 도쿄도 미나토쿠 코난 1-7-1
(72) 발명자
이이다 사치오
일본국 141-0001 도쿄-토 시나가와-쿠 기타시나가
와 6-초메 7-35소니 가부시카이가이사 내
(74) 대리인
김학수, 문경진

전체 청구항 수 : 총 15 항

심사관 : 이주미

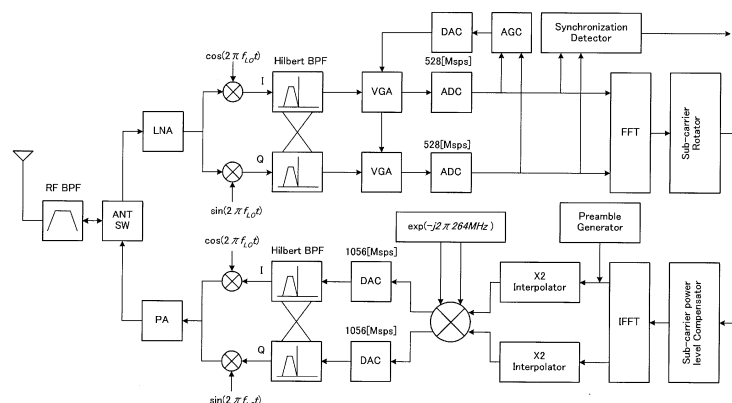
(54) 발명의 명칭 무선 통신 장치

(57) 요약

멀티밴드 OFDM-UWB 송수신기(送受信機)를 Low-IF 구성으로 하고, 다이렉트?컨버전 구성의 송수신기에서의 문제점을 해결한다.

Low-IF 수신기에서, FFT 후(後)에 서브캐리어를 회전시키는 재배열(並替; re-arrangement)을 행함으로써, 제2로컬 신호에 의한 주파수 변환(周波數變換; frequency conversion)을 불필요(不要; not needing)하게 함과 동시에, 다이렉트?컨버전 수신기와 같(同)은 AD 변환 클럭을 이용한다. 한편, FFT를 가하지 않는 프리앰블(preamble) 부분에 대해서는, 원래(元; original)의 프리앰블?패턴에 미리 IF 주파수를 승산(乗算; multiplying)해서 얻은 시퀀스를 이용함으로써, 프리앰블 검출할 수 있도록 한다.

대표도 - 도1



특허청구의 범위

청구항 1

소정(所定; predetermined, certain)의 밴드 간격으로 중심 주파수를 호핑(hopping)시키는 멀티밴드 OFDM 신호를, 저중간(低中間) 주파수를 이용하여 수신 처리하는 무선(無線) 통신 장치로서,

고주파의 수신 신호를 저중간 주파수 신호로 변환(變換; conversion)하는 주파수 변환 수단과,

저중간 주파수 신호를 소정의 샘플링 주파수로써 디지털 신호로 변환하는 AD 변환 수단과,

AD 변환한 후의 시간축 상(時間軸上)의 OFDM 신호에 대해서 스펙트럼 해석을 고속으로 행하기 위한 변환을 행하여 주파수축 상(周波數軸上)의 서브캐리어로 변환하는 OFDM 복조(復調) 수단과,

상기 주파수 변환 수단에 의해 주파수 변환된 저중간 주파수 신호중(信號中)의 불요파(不要波; spurious wave)를 제거하는 중간 주파수 필터를

구비하고,

상기 OFDM 복조 수단은, AD 변환시에 있어서의 샘플링 주파수에 따라서 생기는 주파수 중첩(重疊)으로 인해서 교체(入替)된 서브캐리어의 순번(順番)을 상기 스펙트럼 해석을 고속으로 행하기 위한 변환을 행한 후에 재배열(並替; re-arrangement)하고,

상기 중간 주파수 필터는, 두개의 같(等)은 실(實)필터 사이를 자이레이터(gyrator)로 결합해서 이루어지는 힐베르트(Hilbert)?밴드 패스?필터에 의해 구성되고, 실필터의 래더(ladder)형(型) 로우 패스?필터의 설계 주파수와 상기 힐베르트?밴드 패스?필터의 중심 주파수의 절대값을 같게, 또한 래더형 프로토타입(Prototype)?필터의 소자값(素子値)을 정수비(整數比)로 하는,

것을 특징으로 하는 무선 통신 장치.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 OFDM 신호에 대해서 스펙트럼 해석을 고속으로 행하기 위한 변환은, 고속 푸리에 변환(FFT), 웨이블릿 변환 또는 하트레이 변환의 어느것인가(any one)인,

것을 특징으로 하는 무선 통신 장치.

청구항 3

제1항에 있어서,

상기 주파수 변환 수단은, 수신 신호를 로컬 신호와 혼합해서 저중간 주파수 신호를 생성하는,

것을 특징으로 하는 무선 통신 장치.

청구항 4

제1항에 있어서,

상기 주파수 변환 수단은, 주파수 호핑하는 밴드 간격의 절반(半分; half)만큼 수신 주파수로부터 떨어진 로컬 주파수를 가지는 로컬 신호를 수신 신호와 혼합하고, 상기 밴드 간격의 절반으로 되는 저중간 주파수로 이루어지는 저중간 주파수 신호를 생성하는,

것을 특징으로 하는 무선 통신 장치.

청구항 5

제1항에 있어서,

상기 AD 변환 수단은, 상기 저중간 주파수의 2배(倍)로 되는 샘플링 주파수로써 아날로그 신호를 샘플링하는,

것을 특징으로 하는 무선 통신 장치.

청구항 6

제1항에 있어서,

상기 AD 변환 수단은, 주파수 호핑하는 밴드 간격에 상당(相當)하는 샘플링 주파수로써 아날로그 신호를 샘플링 하는,

것을 특징으로 하는 무선 통신 장치.

청구항 7

삭제

청구항 8

삭제

청구항 9

삭제

청구항 10

제1항에 있어서,

수신 프레임의 선두에는 기지(既知)의 시퀀스로 이루어지는 프리앰블(preamble)이 포함되어 있고,

그 기지의 프리앰블/시퀀스에 상기 저중간 주파수를 승산(乘算; multiplying)해서 얻어진 시퀀스를 이용하여 수신 신호중의 프리앰블을 검출하는 프리앰블 검출 수단을 더 구비하는,

것을 특징으로 하는 무선 통신 장치.

청구항 11

소정의 밴드 간격으로 중심 주파수를 호핑시키는 멀티밴드 OFDM 신호를, 저중간 주파수를 이용하여 수신 처리하는 무선 통신 장치로서,

주파수 호핑하는 밴드 간격의 절반만큼 수신 주파수로부터 떨어진 로컬 주파수를 가지는 로컬 신호를 수신 신호와 혼합하고, 상기 밴드 간격의 절반으로 되는 저중간 주파수로 이루어지는 저중간 주파수 신호를 생성해서 수신 처리하되,

상기 혼합을 통해 생성된 상기 저중간 주파수 신호중의 불요파를 제거하는 중간 주파수 필터를 구비하고,

상기 중간 주파수 필터는, 두개의 같은 실필터 사이를 자이레이터로 결합해서 이루어지는 힐베르트?밴드 패스?필터에 의해 구성되고, 실필터의 래더형 로우 패스?필터의 설계 주파수와 상기 힐베르트?밴드 패스?필터의 중심 주파수의 절대값을 같게, 또한 래더형 프로토타입?필터의 소자값을 정수비로 하는,

것을 특징으로 하는 무선 통신 장치.

청구항 12

소정의 밴드 간격으로 중심 주파수를 호핑시키는 멀티밴드 OFDM 신호를, 저중간 주파수를 이용하여 송신 처리하는 무선 통신 장치로서,

주파수축 상의 각 서브캐리어를 베이스밴드인 채널 스펙트럼 해석의 역변환(逆變換)을 행하여 시간축 상의 신호로 변환하는 OFDM 변조 수단과,

상기 스펙트럼 해석의 역변환을 행한 후의 송신 신호에 저중간 주파수를 승산해서 OFDM 변조된 저중간 주파수 신호를 생성하는 저중간 주파수 승산 수단과,

저중간 주파수 신호를 소정의 샘플링 주파수로써 아날로그 신호로 변환하는 DA 변환 수단과,

저중간 주파수 신호를 고주파의 송신 신호로 변환하는 주파수 변환 수단과,

상기 DA 변환 수단에 의해 변환된 아날로그 신호중의 불요파를 제거하는 중간 주파수 필터를 구비하고,

상기 중간 주파수 필터는, 두개의 같은 실필터 사이를 자이레이터로 결합해서 이루어지는 힐베르트?밴드 패스?필터에 의해 구성되고, 실필터의 래더형 로우 패스?필터의 설계 주파수와 상기 힐베르트?밴드 패스?필터의 중심 주파수의 절대값을 같게, 또한 래더형 프로토타입?필터의 소자값을 정수비로 하는

것을 특징으로 하는 무선 통신 장치.

청구항 13

제12항에 있어서,

상기 스펙트럼 해석의 역변환은, 고속 푸리에 역변환(IFFT), 웨이블릿 역변환, 하트레이 역변환의 어느것인가인,

것을 특징으로 하는 무선 통신 장치.

청구항 14

제12항에 있어서,

송신 신호를 스펙트럼 해석의 역변환하기 전에 상기 DA 변환 수단에서의 애퍼처(aperture) 효과를 보정(補正)하는 서브캐리어 전력(電力) 레벨 보상(補償) 수단을 더 구비하는,

것을 특징으로 하는 무선 통신 장치.

청구항 15

제12항에 있어서,

스펙트럼 해석의 역변환한 후에 상기 DA 변환 수단에서의 애퍼처 효과를 보정하는 복소(複素) FIR 필터를 더 구비하는,

것을 특징으로 하는 무선 통신 장치.

청구항 16

제12항에 있어서,

상기 주파수 변환 수단은, 저중간 주파수 신호를 로컬 신호와 혼합해서 고주파의 송신 신호를 생성하는,

것을 특징으로 하는 무선 통신 장치.

청구항 17

제12항에 있어서,

저중간 주파수 신호는 주파수 호핑하는 밴드 간격의 절반으로 되는 저중간 주파수로 이루어지고,

상기 주파수 변환 수단은, 상기 밴드 간격의 절반만큼 송신 주파수로부터 떨어진 로컬 주파수를 가지는 로컬 신호를 저중간 주파수 신호와 혼합해서 고주파의 송신 신호를 생성하는,

것을 특징으로 하는 무선 통신 장치.

청구항 18

삭제

청구항 19

삭제

청구항 20

소정의 밴드 간격으로 중심 주파수를 호핑시키는 멀티밴드 OFDM 신호를, 저중간 주파수를 이용하여 송신 처리하

는 무선 통신 장치로서,

저중간 주파수 신호는 주파수 호핑하는 밴드 간격의 절반으로 되는 저중간 주파수로 이루어지고,

상기 밴드 간격의 절반만큼 송신 주파수로부터 떨어진 로컬 주파수를 가지는 로컬 신호를 저중간 주파수 신호와 혼합해서 고주파의 송신 신호를 생성하여 송신하되,

상기 저중간 주파수 신호중의 불요파를 제거하는 중간 주파수 필터를 구비하고,

상기 중간 주파수 필터는, 두개의 같은 실필터 사이를 자이레이터로 결합해서 이루어지는 힐베르트?밴드 패스?필터에 의해 구성되고, 실필터의 래더형 로우 패스?필터의 설계 주파수와 상기 힐베르트?밴드 패스?필터의 중심 주파수의 절대값을 같게, 또한 래더형 프로토타입?필터의 소자값을 정수비로 하는

것을 특징으로 하는 무선 통신 장치.

명세서

기술분야

- [0001] 본 발명은 멀티밴드 무선(無線) 신호를 송수신(送受信)하는 무선 통신 장치에 관한 것으로서, 특히, 소정(所定; predetermined, certain)의 밴드 간격으로 중심 주파수를 호핑(hopping)시키는 멀티밴드 OFDM 신호를 송수신 처리하는 무선 통신 장치에 관한 것이다.
- [0002] 더욱더 자세하게는, 본 발명은 광대역(廣帶域)에서의 주파수 전환(周波數切替; frequency conversion)을 행하는 멀티밴드 OFDM_UWB 통신 방식의 무선 통신 장치에 관한 것으로서, 특히, 저중간(低中間) 주파수(Low-IF) 방식으로 구성되는 멀티밴드 OFDM_UWB 통신 방식의 무선 통신 장치에 관한 것이다.

배경기술

- [0003] 유선(有線) 방식에 의한 LAN 배선으로부터 유지를 해방하는 시스템으로서, 무선 LAN가 주목(注目)받고 있다. 무선 LAN에 의하면, 오피스(office) 등의 작업 공간에 있어서, 유선 케이블의 태반(大半)을 생략할 수 있으므로, 퍼스널?컴퓨터(PC) 등의 통신 단말을 비교적 용이하게 이동시킬 수가 있다. 근년(近年; recent years)에는, 무선 LAN 시스템의 고속화(高速化), 저가격화(低價格化)에 따라서, 그 수요가 현저하게 증가되어 오고 있다. 특히 최근에는, 사람의 신변(身回)에 존재하는 복수(複數)의 전자 기기 사이에서 소규모 무선 네트워크를 구축(構築)해서 정보 통신을 행하기 위해서, 퍼스널?에리어?네트워크(PAN)의 도입이 검토되고 있다. 예를 들면, 2.4GHz 대(帶)나, 5GHz대 등(等), 감독 관청의 면허가 불필요(不要; not needing)한 주파수 대역을 이용해서, 다른(異) 무선 시스템 및 무선 통신 장치가 규정(規定)되어 있다.
- [0004] 무선 네트워크는 LSI의 고집적화(高集積化)?저소비 전력화(低消費電力化)와도 더불어 성능이 비약적으로 향상하고, 세계적으로도 널리 이용되는 상황으로 되어, 표준화가 진행되고 있다. 또, 무선 LAN 장치는 컴퓨터 주변 기기와 같(同)은 정도로 저가격화되어 오고 있으며, 구래(舊來)의 컴퓨터?네트워크라고 하는 용도 이외에, 오피스에서의 주변 기기의 접속이나, 가정내(家庭內)의 정보 가전(家電) 사이에서의 스트림계(系) 고품질 동화상(動畵像) 전송(傳送) 등, 다양한 국면에서의 이용이 도모되고 있다.
- [0005] 무선 네트워크에 관한 표준적인 규격으로서, IEEE(The Institute of Electrical and Electronics Engineers) 802. 11(예를 들면, 비특허 문헌 1을 참조할 것)이나, Hiper LAN/2(예를 들면, 비특허 문헌 2 또는 비특허 문헌 3을 참조할 것)나 IEEE 802. 15. 3, Bluetooth 통신 등을 들 수가 있다. IEEE 802. 11 규격에 대해서는, 무선 통신 방식이나 사용하는 주파수 대역의 틀림(違; differences) 등에 의해, IEEE 802. 11a 규격, IEEE 802. 11b 규격 ...등의 각종 무선 통신 방식이 존재한다.
- [0006] 또, 근년에는, 「울트라 와이드 밴드(UWB) 통신」이라고 불리는, 매우 넓은 주파수 대역에서 캐리어(carrier)를 사용하지 않고 1나노초(秒) 이하의 초단(超短) 펄스파(波)에 정보를 실어서 무선 통신을 행하는 방식이, 근거리 초고속 전송을 실현하는 무선 시스템으로서 주목받고, 그 실용화가 기대되고 있다(예를 들면, 비특허 문헌 4를 참조할 것). 현재, IEEE 802. 15. 3 등에서, 울트라 와이드 밴드 통신의 액세스 제어 방식으로서, 프리앰블(Preamble)을 포함한 패킷 구조의 데이터 전송 방식이 고안(考案)되고 있다.

- [0007] 장래(將來), UWB로 대표되는 근거리 통신의 WPAN(Wireless Personal Access Network)은 모든 가전품(家電品)이나 CE(Consumer Electronics) 기기에 탑재되는 것이 예상되며, 100Mbps를 넘는(超) CE 기기 사이의 P-to-P 전송이나 가정내 네트워크의 실현이 기대되고 있다. 밀리미터파대(波帶)의 이용이 보급된 경우에는 1Gbps를 넘는 단거리 무선도 가능해지고, 스토리지 디바이스(storage device) 등을 포함하는 초고속 근거리용의 DAN(Device Area Network)도 실현 가능해진다.
- [0008] 그런데, 실내에서 다수(多數)의 기기가 혼재하는 작업 환경하(環境下)에서 무선 네트워크를 구축한 경우, 복수의 네트워크가 중합(重疊; overlapping)해서 구축되고 있는 것이 상정(想定)된다. 단일(單一) 채널을 사용한 무선 네트워크에서는, 통신중(通信中)에 다른 시스템이 끼어들어(割入; interrupt) 오거나 간섭(干渉) 등에 의해 통신 품질이 저하하거나 해도, 사태를 수복(修復)할 여지(餘地)는 없다.
- [0009] 이 때문에, 통신 채널을 미리 복수 준비해 둔다고 하는 멀티채널 통신 방식이 채용된다. 통신중에 다른 시스템이 끼어들거나, 참입국 수(參入局數)가 많아져 대역의 여유가 없어지게 되거나 했던 것이 원인으로, 간섭에 의해 통신 품질이 저하했을 때에, 사용할 통신 채널을 선택하여 동작을 개시하는 것에 의해, 네트워크 동작을 유지(維持)하고, 다른(他) 네트워크와의 공존을 실현할 수가 있다.
- [0010] 예를 들면, IEEE 802. 15. 3의 고속 무선 PAN 시스템에서도, 멀티채널 통신 방식이 채용되고 있다. 즉, 시스템에서 이용가능한 주파수 채널이 복수 준비되고, 무선 통신 디바이스는 전원(電源) 투입 후에 모든 이용가능한 채널에 걸쳐서 스캔 동작을 행함으로써, 주위에 피코넷?코디네이터(PNC)로서 비컨 신호를 송신하고 있는 디바이스의 유무를 확인하고, 이용할 주파수 채널을 선택한다고 하는 알고리즘이 채용되고 있다.
- [0011] 또, 실내에서 무선 네트워크를 구축한 경우, 수신 장치에서는 직접파(直接波)와 복수의 반사파(反射波)?지연파(遅延波)의 중합을 수신한다고 하는 멀티패스 환경이 형성된다. 멀티패스에 의해 지연 일그러짐(strain, deformation)(또는 주파수 선택성 페이딩(fading))이 생겨, 통신에 잘못(誤; error)이 야기된다. 그리고, 지연 일그러짐에 기인(起因)하는 심불간(間) 간섭이 생긴다.
- [0012] 주(主)된 지연 일그러짐 대책으로서, 멀티캐리어(다중 반송파(多重搬送波)) 전송 방식을 들 수가 있다. 멀티캐리어 전송 방식에서는, 송신 데이터를 주파수가 다른(異) 복수의 캐리어로 분배(分配)해서 전송하므로, 각 캐리어의 대역이 협대역(狹帶域)으로 되어, 주파수 선택성 페이딩의 영향을 받기 어려워진다.
- [0013] 예를 들면, 멀티캐리어 전송 방식의 하나인 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 직교 주파수 분할 다중) 방식에서는, 각 캐리어가 심볼 구간내(區間内)에서 상호(相互) 직교하도록 각 캐리어의 주파수가 설정되어 있다. 정보 전송시에는, 시리얼로 보내져 온 정보를 정보 전송 레이트보다 느린 심볼 주기(周期)마다 시리얼/패러렐 변환(變換; conversion)해서 출력되는 복수의 데이터를 각 캐리어에 할당(割當)해서 캐리어마다 진폭 및 위상의 변조를 행하고, 그 복수 캐리어에 대해서 역(逆)FFT를 행함으로써 주파수축(周波數軸)에서의 각 캐리어의 직교성(直交性)을 보존유지(保持; hold, maintain)한 채 시간축(時間軸)의 신호로 변환해서 송신한다. 또, 수신시에는 이 역조작(逆操作), 즉 FFT를 행해서 시간축의 신호를 주파수축의 신호로 변환해서 각 캐리어에 대해서 각각의 변조 방식에 대응한 복조를 행하고, 패러렐/시리얼 변환해서 원래(元; original)의 시리얼 신호로 보내진 정보를 재생한다.
- [0014] OFDM 변조 방식은 예를 들면 IEEE 802. 11a/g에서 무선 LAN의 표준 규격으로서 채용되고 있다. 또, IEEE 802. 15. 3에서도, DS의 정보 신호의 확산 속도를 극한까지 높게 한 DS-UWB 방식이나, 수(數) 100피코초(秒) 정도의 매우 짧은 주기의 임펄스 신호열(信號列)을 이용하여 정보 신호를 구성해서 송수신을 행하는 임펄스-UWB 방식 이외에, OFDM 변조 방식을 채용한 UWB 통신 방식에 대한 표준화가 진행되고 있다. OFDM_UWB 통신 방식의 경우, 3. 1~4. 8GHz의 주파수대(周波數帶)를 각각 528MHz 폭으로 이루어지는 복수의 주파수 채널(서브밴드)을 주파수 호핑(FH)하고, 각 주파수대가 128포인트로 이루어지는 IFFT/FFT를 이용한 OFDM 변조 방식, 즉 멀티밴드 OFDM_UWB 통신 방식이 검토되고 있다(예를 들면, 비특허 문헌 5를 참조할 것).
- [0015] 도 17에는, 멀티밴드 OFDM_UWB 통신 방식에서 규정되고 있는 주파수 할당을 도시하고 있다. 같은 도면(同圖)에 도시하는 바와 같이, 중심 주파수를 각각 3432MHz, 3960MHz, 4488MHz로 하는 밴드#1~#3으로 이루어지는 그룹 1과, 중심 주파수를 각각 5016MHz, 5544MHz, 6072MHz로 하는 밴드#4~밴드#6으로 이루어지는 그룹 2와, 중심 주파수를 각각 6600MHz, 7128MHz, 7656MHz로 하는 밴드#7~#9로 이루어지는 그룹 3과, 중심 주파수를 각각 8184MHz, 8712MHz, 9240MHz로 하는 밴드#10~#12로 이루어지는 그룹 4와, 중심 주파수를 각각 9768MHz 및 10296MHz로 하는 밴드#13~#14로 이루어지는 그룹 5로 구성된다. 이 중, 그룹 1의 3밴드를 이용하는 것이 의무화(義務化)(mandatory)되어 있음과 동시에, 그 이외의 그룹이나 대역은 장래의 확장을 위해서 준비되어 있다.

- [0016] 도 18에는, 멀티밴드 OFDM 시스템에 이용되는 수신기의 구성예를 도시하고 있다(예를 들면, 비특허 문헌 6을 참조할 것). 도시(圖示)된 수신기는 다이렉트?컨버전(Direct Conversion) 구성이 취해지고 있다. 다이렉트?컨버전 방식에서는, 중간 주파수(IF) 단(段)을 삭제하고, 안테나로 수신한 신호를 저잡음(低雜音) 증폭기(LNA)로 증폭하며, 계속해서 믹서에 의해 로컬 주파수와 승산(乘算; multiplying)하는 것에 의해 베이스밴드 신호에 직접 주파수 변환을 행한다. 도시된 예에서는, RF 신호의 중심 주파수와 동일(同一) 주파수의 로컬(L0) 신호($\cos(2\pi f_c t)$ 및 $\sin(2\pi f_c t)$)가 I축 및 Q축의 각 수신 신호의 주파수 변환에 이용되고 있다. 주파수 변환한 후에는,로우 패스?필터(LPF)에 의해 저역(低域)을 취출(取出; taken out, extract)하고, VGA(Variable Gain Amplifier)에 의해 증폭하고, AD 변환해서 또 동기화(Synchronization) FFT에 의해 시간축의 신호를 주파수축의 신호로 변환하고 각 캐리어에 대해서 복조를 행하며, 원래의 시리얼 신호로 보내진 정보를 재생한다.
- [0017] 도 18에 도시하는 바와 같은 다이렉트?컨버전 수신기에서는, 예를 들면 도 17에 나타내는 그룹 1의 대역을 사용하는 경우에는, RF 신호의 중심 주파수와 동일 주파수인 3432MHz, 3960MHz, 4488MHz의 3개의 주파수가 로컬 신호로서 필요하게 된다.
- [0018] 여기서, 다이렉트?컨버전 방식을 채용하는 것에 의해, IF 필터를 이용하지 않기 때문에 수신기의 광대역화가 용이해지고, 수신기 구성의 유연성이 늘어난다. 그렇지만, 다이렉트?컨버전 방식에서는, 수신 주파수와 로컬 주파수가 같아(等)지기 때문에, 로컬 신호의 자기(自己) 믹싱(LO self-mixing)에 의해 직류 성분 즉 DC 오프셋(DC offset)이 발생한다고 하는 문제가 지적되고 있다(예를 들면, 비특허 문헌 7을 참조할 것).
- [0019] 로컬 신호의 자기 믹싱은 도 19에 도시하는 바와 같이, 수신기 본체로부터 안테나를 향해서 누출(漏出)한 로컬 신호의 일부가 안테나에서 반사되어 다시 수신기로 되돌아가고, 믹서에서 로컬 신호 자신과 승산되는 것에 의해서 생긴다. 혹은, 로컬 신호의 일부가 안테나를 통해서 외부에 방출된 후, 그 반사파가 안테나로 수신되어 로컬 신호와 믹싱되는 일도 있다.
- [0020] 예를 들면, 도 19의 로컬 신호의 진폭이 0.5V, 저잡음 앰프(LNA)와 믹서의 합계 이득이 30dB, 로컬 신호의 누설(漏; leakage)이 안테나에서 반사되어 도면중(圖中)의 A점으로 되돌아가기 까지 -70dB 감쇠(減衰)하고 있다고 가정(假定)해서, 믹서 출력의 DC 오프셋을 구하면, 2.5mV로 된다. 한편, 희망파(希望波)의 신호 레벨은 최소로 -74dBm 정도이기 때문에, 믹서의 출력에서는 -44dBm=1.4mVrms이다. 이와 같이, DC 오프셋은 희망파의 신호 레벨보다도 커지는 것을 알 수 있다.
- [0021] 아래 식(下式)에는, DC 오프셋이 생기는 과정을 기술하고 있다. $\cos(\omega t)$ 는 로컬 신호, α 와 ψ 는 믹서로 되돌아온 반사파의 진폭과 위상을 나타내고 있다. 같은 식(同式)의 우변(右邊)의 제1항이 DC 오프셋이며, 제2항 및 제3항은 2배(倍)의 주파수 성분이다. DC 오프셋은 반사파의 진폭과 위상에 의해서 변화하는 것을 이해할 수 있을 것이다.
- [0022] [수학식 1]
- $$\alpha \cdot \cos(\omega \cdot t + \phi) \cdot \cos(\omega \cdot t) = \frac{1}{2} \cdot \alpha \cdot (\cos(\phi) + \cos(\phi) \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t) - \sin(\phi) \cdot \sin(2 \cdot \omega \cdot t))$$
- [0023]
- [0024] 멀티밴드 OFDM 시스템에서는 주파수 호핑(FH)을 행하므로, 로컬 신호의 주파수는 주파수 호핑 때(度)마다 변화하고 있다. 안테나의 반사 계수(係數; Coefficients)도 주파수에 따라서 다르므로, 자기 믹싱에 의해서 생기는 DC 오프셋도 주파수 호핑에 따라서 변화해 버린다. 주파수 호핑의 빈도(頻度)는 OFDM 심볼 레이트와 같은 3.2MHz이므로, DC 오프셋은 도 20에 도시하는 바와 같이 1/3.2MHz=312.5나노초(秒)의 주기로 스텝(step) 모양(狀)으로 변화하게 된다.
- [0025] DC 오프셋을 제거하려면, 일반적으로, 믹서의 출력에 캐패시터를 직렬로 삽입하는 방법이 행해진다. 이 경우, 도 21에 도시하는 바와 같이, 캐패시터(C)와 회로 임피던스(R)에 의해서 1차(次) 하이 패스?필터(HPF)를 구성하고, 주파수 응답(周波數應答; Frequency Response)의 차단 주파수는 $1/(2\pi CR)$, 스텝 응답의 수축(收束; convergence) 시간은 $2\pi CR$ 로 된다.
- [0026] 멀티밴드 OFDM 시스템의 서브캐리어 주파수는 4.125MHz이므로, 다이렉트?컨버전 수신기에서는 4.125MHz까지는 통과시키고 싶지만, DC 오프셋의 스텝 응답의 수축 시간은 OFDM 심볼 레이트의 1/10 정도(대략 30나노초)로 억제하고 싶다. 그러나, 차단 주파수를 4.125MHz로 하면, 스텝 응답이 수축하는 시간은 도 22에 도시하는 바와 같이 242나노초(=1/4.125MHz)로 커져, OFDM 심볼내의 대부분(大部分)의 시간이 스텝 응답을 수반해 버린다고 하는 귀찮은 문제가 있다.

- [0027] 그런데, 주파수 전환에는 일반적으로 PLL(Phase Lock Loop)에 의해 동일 발진(發振) 주파수를 체배(遞倍; multiplication)하는 것이 생각된다. 그렇지만, 멀티밴드 OFDM_UWB 시스템에서는, 도 17에 도시한 바와 같이 채널의 전환폭이 크다고 하는 문제가 있으며, 단일의 PLL에서는 이와 같은 광대역에서의 주파수 전환을 행할 수가 없다. 또, 복수의 발진기(發振器)를 구비하고, 각각의 주파수 대역을 생성하도록 하면, 고정밀도의 멀티밴드?제너레이터를 구성할 수 있지만, 회로의 면적이나 소비 전력, 발진기 마다의 주파수의 위상차 등의 점(点)에서 문제로 된다.
- [0028] 그래서, 발진기로부터 출력되는 단일 주파수에 분주(分周)를 되풀이(繰返; repetition)해서, 각 분주 출력을 믹싱하는(즉, 주파수의 합(和) 또는 차(差)의 어느것인가(either one)를 출력하는) 것에 의해, 멀티밴드?제너레이션을 행하는 방법이 취해진다.
- [0029] 도 23에는, 멀티밴드 OFDM 시스템에서, 도 18에 도시한 다이렉트?컨버전 수신기에서 이용되는 주파수 호핑(FH)을 위한 주파수 합성 블록(단, 그룹 1의 3밴드?모드로 한다)의 종래예를 도해(圖解)하고 있다(예를 들면, 비특허 문헌 6을 참조할 것). 각 밴드의 중심 주파수는 도시한 대로, 단일 발진기(예를 들면, TCXO(온도 보상형 수정 발진기(溫度補償型水晶發振器)))로부터 얻어지는 기준 주파수를 분주 및 믹서를 이용하여 혼합(주파수 가감산(加減算))할 수가 있다.
- [0030] 같은 도면에 도시하는 예에서는, 발진기로부터 출력되는 발진 주파수를 PLL(Phase Lock Loop)에 의해 체배해서 얻어지는 주파수 4224MHz를 기준 주파수로 한다. 우선, 4분주에 의해 1056MHz의 주파수가 취출되고, 계속해서 2분주에 의해 528MHz의 주파수가 취출되고, 이제부터 샘플?클럭에 사용된다. 또, 2분주하는 것에 의해, 528MHz로부터, 주파수 호핑하는 중심 주파수의 밴드 간격인 264MHz가 취출된다.
- [0031] 그 다음에, SSB(Single Side Band)라고 기재되어 있는 각 믹서에서는, 상술한 바와 같이 해서 얻어진 각 주파수 신호에 대한 주파수 가감산 즉 믹싱을 행한다. 이 경우, 528MHz와 264MHz의 주파수 가산을 행하는 것에 의해, 또 792MHz의 주파수를 얻는다. 그리고, 선택기(Select)에 의해 264MHz 또는 792MHz의 한쪽이 선택된다. 후단(後段)의 SSB에서는, 그 선택 출력된 264MHz 또는 792MHz의 어느것인가의 주파수 신호와 원래의 4224MHz의 주파수 신호와의 주파수 가감산을 행하는 것에 의해, 4가지(通)의 주파수를 얻을 수가 있다.
- [0032] 단, 그룹 1로서는, 이 중 3432MHz, 3960MHz, 4488MHz의 3가지만을 사용한다. 즉, 4224MHz에서 792MHz를 주파수 감산하여 3432MHz를 생성하고, 4224MHz에서 264MHz를 주파수 감산하여 3960MHz를 생성하며, 4224MHz에 264MHz를 주파수 가산해서 4488MHz를 생성한다.
- [0033] 도 23중에서 SSB라고 기재되어 있는 디바이스는 주파수의 가산 또는 감산 즉 믹싱을 행하는 디바이스이며, 예를 들면 이미지?리젝션?믹서를 들 수 있다. 이미지?리젝션?믹서는 각각 위상이 직교한 두개의 복소(複素; Complex) 신호쌍을 아날로그 승산하는 것에 의해 한쪽측파대(片側波帶)의 신호를 얻을 수가 있다. 즉, 도 24에 도시하는 바와 같이, 각각의 주파수 신호(f_1 및 f_2)에서 서로 직교 성분을 준비해, 3각(角) 함수의 가법 정리(加法定理)를 이용하여 주파수의 가산, 감산을 행함으로써 주파수 합성할 수가 있다. 여기서, $f_1=4224\text{MHz}$ 이며, $f_2=264\text{MHz}$ 또는 792MHz이다.
- [0034] 그렇지만, 도 24에 도시한 바와 같은 종래의 주파수 합성 블록에서는, 이하와 같은 문제점이 있다.
- [0035] (1) SSB 믹서가 2개(個) 필요하고, 회로 구성이 복잡하게 되며, 소비 전력이 크다.
- [0036] (2) 264MHz는 구형파(矩形波; rectangular wave)이므로, 3차 고조파(高調波)에 의해 최대도 -10dBc 정도의 스프리어스(spurious)가 그룹 1내에 생겨 버린다.
- [0037] 구체적으로는, 792MHz를 생성하기 위한 전단(前段)의 SSB에는, 528MHz와 264MHz 이외에, 264MHz의 3차 고조파인 -792MHz가 입력되고, 출력으로서 소망(所望; desired) 주파수인 792MHz 이외에, -264MHz가 생성되어, 그룹 1내에서의 스프리어스의 원인으로 된다.
- [0038] (3) 264MHz는 구형파이므로, 5차 고조파에 의해서 최대도 -14dBc 정도의 스프리어스가 그룹 1내에 생겨 버린다.
- [0039] [비특허 문헌 1]
- [0040] International Standard ISO/IEC 8802-11:1999(E) ANSI/IEEE Std 802. 11, 1999 Edition, Part11:Wireless LAN Medium Access Control(MAC) and Physical Layer(PHY) Specifications
- [0041] [비특허 문헌 2]

- [0042] ETSI Standard ETSI TS 101 761-1 V1. 3. 1 Broadband Radio Access Networks(BRAN); HIPERLAN Type 2; Data Link Control(DLC) Layer; Part1: Basic Data Transport Functions
- [0043] [비특허 문헌 3]
- [0044] ETSI TS 101 761-2 V1. 3. 1 Broadband Radio Access Networks(BRAN); HIPERLAN Type 2; Data Link Control(DLC) Layer; Part2: Radio Link Control(RLC) sublayer
- [0045] [비특허 문헌 4]
- [0046] 닛케이(日經) 일렉트로닉스 2002년 3월 11일호 「첫 울음소리(産聲; its first cry)를 내는 무선의 혁명아(革命兒) Ultra Wideband」 P. 55-66
- [0047] [비특허 문헌 5]
- [0048] IEEE 802. 15. 3a TI Document<URL : <http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2003/May03> 파일명 : 03142r2P802-15_TI-CFP-Document. doc>
- [0049] [비특허 문헌 6]
- [0050] Anuj Batra, "03267r1P802-15_TG3a-Multi-band-OFDM-CFP-Presentation. ppt", pp. 17, July 2003.
- [0051] [비특허 문헌 7]
- [0052] Asad A. Abidi저(著) "Direct-Conversion Radio Transceivers for Digital Communications"(IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 30, no. 12, pp. 1399-1410, 1995

발명의 상세한 설명

- [0053] [발명이 해결하고자 하는 과제]
- [0054] 본 발명의 목적은 소정의 밴드 간격으로 중심 주파수를 호핑시키는 멀티밴드 OFDM 신호를 적합(好適; suitable)하게 송수신 처리할 수 있는, 뛰어난 무선 통신 장치를 제공하는 것에 있다.
- [0055] [과제를 해결하기 위한 수단]
- [0056] 본 발명은 상기 과제를 참작(參酌)해서 이루어진 것이며, 그의 제1 측면은 소정의 밴드 간격으로 중심 주파수를 호핑시키는 멀티밴드 OFDM 신호를, 저중간 주파수를 이용하여 수신 처리하는 무선 통신 장치로서,
- [0057] 고주파의 수신 신호를 저중간 주파수 신호로 변환하는 주파수 변환 수단과,
- [0058] 저중간 주파수 신호를 소정의 샘플링 주파수로써 디지털 신호로 변환하는 AD 변환 수단과,
- [0059] AD 변환한 후의 시간축 상(上)의 OFDM 신호에 대해서 스펙트럼(Spectrum) 해석을 고속으로 행하기 위한 변환을 행해서 주파수축 상의 서브캐리어로 변환하는 OFDM 복조 수단을 구비하고,
- [0060] 상기 OFDM 복조 수단은 AD 변환시에 있어서의 샘플링 주파수에 따라서 생기는 주파수 중첩(重疊)으로 인해 교체(入替)된 서브캐리어의 순번(順番)을, 상기의 스펙트럼 해석을 고속으로 행하기 위한 변환을 행한 후에 재배열(並替; re-arrangement)하는 것을 특징으로 하는 무선 통신 장치이다. 여기서 말하는, OFDM 신호의 스펙트럼 해석을 고속으로 행하는 변환으로서, 고속 푸리에 변환(FFT)이나, 웨이블릿 변환, 하트레이 변환을 들 수가 있다.
- [0061] 소정의 밴드 간격으로 중심 주파수를 호핑시키는 멀티밴드 OFDM 신호를 수신하는 수신기로서, 종래에는 다이렉트?컨버전 방식이 채용되어 왔다. 그런데, 다이렉트?컨버전 방식에서는, 수신 주파수와 로컬 주파수가 같아지기 때문에, 로컬 신호의 자기 믹싱에 의해 DC 오프셋이 발생한다고 하는 문제가 있다. 또, 멀티밴드 OFDM 시스템에서는 주파수 호핑을 행하므로, 로컬 신호의 주파수는 주파수 호핑 때마다 변화하고 있다. 안테나의 반사 계수도 주파수에 따라서 다르므로, 자기 믹싱에 의해서 생기는 DC 오프셋도 주파수 호핑에 따라서 변화해 버린다.
- [0062] 다이렉트?컨버전 수신기의 DC 오프셋 문제를 해결하는 수단으로서 Low-IF 방식의 수신기가 알려져 있다. Low-IF 방식에서는 수신 신호를 한 번 IF 주파수로 변환하므로, 로컬 신호의 자기 믹싱에 의한 DC 오프셋이 생겨도, 주파수가 떨어져(離; separated) 있기 때문에, 용이하게 분리하는 것이 가능하다. 그렇지만, Low-IF 구성의 수신기에서는, 다이렉트?컨버전 수신기에서는 불필요했던 힐베르트(Hilbert)?밴드 패스?필터나 제2 로컬 신호가 필

요하게 되는, IF 신호를 샘플링 하기 위해서 AD 컨버터의 샘플링?클럭도 고속으로 된다고 하는 새로운 과제가 생긴다.

[0063] 이것에 대해서, 본 발명에 관련된 무선 통신 장치에 따르면, 주파수 호핑하는 멀티밴드 OFDM 신호를 수신할 때에, FFT 등의 OFDM 신호의 스펙트럼 해석을 고속으로 행하는 변환을 행한 후에 서브캐리어를 회전시키는 재배열을 행함으로써, 제2 로컬 신호에 의한 주파수 전환을 불필요하게함과 동시에, 다이렉트?컨버전 수신기와 같은 AD 변환 클럭을 이용할 수가 있다.

[0064] 여기서, 상기 주파수 변환 수단은, 수신 신호를 로컬 신호와 혼합해서 저중간 주파수 신호를 생성하지만, 구체적으로는, 주파수 호핑하는 밴드 간격의 절반(半分; half) 만큼 수신 주파수로부터 떨어진 로컬 주파수를 가지는 로컬 신호를 수신 신호와 혼합하는 것에 의해, 상기 밴드 간격의 절반으로 되는 저중간 주파수로 이루어지는 저중간 주파수 신호를 생성한다.

[0065] 또, 상기 AD 변환 수단은 상기 저중간 주파수의 2배로 되는 샘플링 주파수로서 아날로그 신호의 샘플링을 행하지만, 바꾸어 말하면, 주파수 호핑하는 밴드 간격에 상당하는 샘플링 주파수로서 아날로그 신호를 샘플링 한다.

[0066] 또, 본 발명에 관련된 무선 통신 장치는 상기 주파수 변환 수단에 의해 주파수 변환된 저중간 주파수 신호중의 불요파(不要波; spurious wave)를 제거하는 중간 주파수 필터를 더 구비하고 있다. Low-IF 방식에서는, 중간 주파수 필터는 일반적으로, 두개의 같(等)은 실(實)필터 사이를 자이레이터(gyrator)로 결합해서 이루어지는 힐베르트?밴드 패스?필터에 의해 구성된다. 본 발명에서는, 두개의 같은 실필터 사이를 자이레이터로 결합하는 방법으로 힐베르트 BPF를 구성할 때에, 실필터의 래더(ladder)형(型) 프로토타입(Prototype) LPF의 소자값(素子値)을 정수비(整數比)로 함으로써 중심 주파수와 대역을 동시에 제어할 수 있게 되어, 힐베르트 BPF의 실현성을 용이하게 할 수가 있다.

[0067] 또, 수신 프레임의 선두에는, 통상, 기지(既知)의 시퀀스로 이루어지는 프리앰블이 포함되어 있다. 이 프리앰블?시퀀스는 FFT를 행하지 않고 시간 영역에서 상관(相關)을 검출하는 것을 전제로 만들어져 있다. 바꾸어 말하면, 프레임의 데이터 부분과는 달리, FFT에 의한 재배열 조작이 행해지지 않으므로, 수신한 프리앰블?시퀀스와 기지의 프리앰블?시퀀스의 상관 검출을 행할 수 없게 된다. 그래서, 본 발명에서는, 그 기존의 프리앰블?시퀀스에 상기 저중간 주파수를 승산해서 얻어진 시퀀스를 이용하여 수신 신호와의 상관을 취하는 것에 의해, 프리앰블을 검출하는 것이 가능해진다.

[0068] 또, 본 발명의 제2 측면은 소정의 밴드 간격으로 중심 주파수를 호핑시키는 멀티밴드 OFDM 신호를, 저중간 주파수를 이용하여 송신 처리하는 무선 통신 장치로서,

[0069] 주파수축 상의 각 서브캐리어를 베이스밴드인 채널 스펙트럼 해석의 역변환을 행하여 시간축 상의 OFDM 신호로 변환하는 OFDM 변조 수단과,

[0070] 상기의 스펙트럼 해석의 역변환을 행한 후의 송신 신호에 저중간 주파수를 승산해서 OFDM 변조된 저중간 주파수 신호를 생성하는 저중간 주파수 승산 수단과,

[0071] 저중간 주파수 신호를 소정의 샘플링 주파수로서 아날로그 신호로 변환하는 DA 변환 수단과,

[0072] 저중간 주파수 신호를 고주파의 송신 신호로 변환하는 주파수 변환 수단

[0073] 을 구비하는 것을 특징으로 하는 무선 통신 장치이다. 여기서 말하는 스펙트럼 해석의 역변환으로서, 고속 푸리에 역변환(IFFT)이나, 웨이블릿 역변환, 하트레이 역변환을 들 수가 있다.

[0074] 본 발명에 관련된 Low-IF 구성 멀티밴드 OFDM 송신기에 따르면, 송신 IF 신호의 생성은 DA 변환전에 IF 주파수와 OFDM 신호를 복소 승산함으로써 행한다. 그리고, 송신 신호를 IFFT 등의 스펙트럼 해석의 역변환을 행하기 전에 서브캐리어 전력(電力) 레벨 보상 수단에 의해 DA 컨버터의 애퍼처(aperture) 효과를 보정함으로써, 평탄한 주파수 스펙트럼을 얻을 수 있으므로, 다이렉트?컨버전 방식 수신기의 경우와 같은 DA 변환 클럭을 이용할 수가 있다.

[0075] 또, 다른 보정 방법으로서, IFFT한 후에 복소 FIR 필터를 이용하여 DA 컨버터의 애퍼처 효과에 의한 주파수 특성을 보정하고, 평탄한 주파수 스펙트럼을 얻을 수 있으므로, 보간(補間; interpolation)과 주파수 특성의 보정을 동시에 행할 수가 있다.

[0076] [발명의 효과]

- [0077] 본 발명에 따르면, 소정의 밴드 간격으로 중심 주파수를 호핑시키는 멀티밴드 OFDM 신호를 적합하게 송수신 처리할 수 있는, 뛰어난 무선 통신 장치를 제공할 수가 있다.
- [0078] 또, 본 발명에 따르면, 멀티밴드 OFDM_UWB 송수신기를 저중간 주파수(Low-IF) 구성으로 함으로써, 다이렉트?컨버전 구성의 송수신기에서의 DC 오프셋의 문제점을 해결하고, 나아가서는 로컬 주파수의 생성을 용이하게 할 수가 있다.
- [0079] 또, 본 발명에 따르면, 다이렉트?컨버전 수신기에서는 불필요했던 힐베르트?밴드 패스?필터나 제2 로컬 신호가 필요하게 되는, IF 신호를 샘플링하기 위해서 AD 컨버터의 샘플링?클럭도 고속으로 된다고 하는 Low-IF 수신기의 과제를 해결하여, 멀티밴드 OFDM 시스템에 Low-IF 방식을 적용할 수가 있다.
- [0080] 본 발명에 따르면, Low-IF 수신기에서, FFT 후에 서브캐리어를 회전시키는 재배열을 행함으로써, 제2 로컬 신호에 의한 주파수 변환을 불필요하게 함과 동시에, 다이렉트?컨버전 수신기와 같은 AD 변환 클럭을 이용할 수가 있다. 또, FFT를 가하지 않는 프리앰블 부분에 대해서는, 원래의 프리앰블?패턴에 미리 IF 주파수를 승산해서 얻은 시퀀스를 이용하므로, 프리앰블을 검출할 수가 있다.
- [0081] 또, Low-IF 구성 수신기에서 주파수 변환 시에 생기는 이미지를 제거하기 위해서 힐베르트 BPF를 이용하지만, 본 발명에 따르면 두개의 같은 실필터 사이를 사이레이터로 결합하는 방법으로 힐베르트 BPF를 구성할 때에, 실필터의 래더형 프로토타입 LPF의 소자값을 정수비로 함으로써 중심 주파수의 제어를 용이하게 하고, 힐베르트 BPF의 실현성을 용이하게 할 수가 있다.
- [0082] 또, 본 발명에 따르면, 주파수 승산하는 믹서의 출력에 직렬로 캐패시터를 삽입하여 DC 오프셋을 제거할 때에, 하이 패스?필터의 차단 주파수를 33MHz 정도로 설정함으로써, 스텝 응답 시간을 OFDM 심볼 시간의 1/10 정도로 억제할 수가 있다.
- [0083] 또, 본 발명에 관련된 Low-IF 구성 멀티밴드 OFDM 송신기에 의하면, 송신 IF신호의 생성은 DA 변환전에 IF 주파수와 OFDM 신호를 복소 승산함으로써 행한다. 그리고, IFFT 전에 DA 컨버터의 애퍼처 효과를 보정함으로써, 다이렉트?컨버전 방식 수신기의 경우와 같은 DA 변환 클럭을 이용할 수가 있다.
- [0084] 또, 본 발명에 따르면, 멀티밴드 OFDM_UWB 송수신기를 Low-IF 구성으로 하는 것에 의해, 로컬 주파수의 생성이 용이하게 되고, 스프리어스를 저감할 수가 있다.
- [0085] 본 발명의 또 다른 목적, 특징이나 이점은 후술하는 본 발명의 실시 형태나 첨부하는 도면에 의거하는 보다 상세한 설명에 의해 명확하게 될 것이다.

실시예

- [0111] [발명을 실시하기 위한 최량의 형태]
- [0112] 이하, 도면을 참조하면서 본 발명의 실시 형태에 대해서 상세하게 풀이(詳解)한다.
- [0113] 다이렉트?컨버전 수신기의 DC 오프셋 문제를 해결하는 수단으로서 Low-IF 방식의 수신기가 알려져 있다. Low-IF 방식에 관해서는, 예를 들면 J. Crols 및 M. Steyaert 공저(共著) "Low-IF Topologies for High-Performance Analog Front Ends of Fully Integrated Receivers"(IEEE Trans. Circuits Syst. II, vol. 45, pp. 269-282, Mar. 1998)에 기재되어 있다.
- [0114] 도 25에는, Low-IF 수신기의 일반적인 구성을 도시하고 있다. 도시된 Low-IF 수신기에서는, 수신 주파수와는 다른 제1 복소 로컬 신호 주파수($\cos(2\pi f_{LO1}t)$ 및 $\sin(2\pi f_{LO1}t)$)를 이용하여, 수신 신호를 중간 주파수(IF) 신호로 주파수 변환한다. 주파수 변환 시에 로컬 주파수 $L01$ 의 양측에 있는 희망(希望) 신호와 이미지 신호가 IF에 나타나지만, IF 필터로서 힐베르트(Hilbert) 밴드 패스?필터(BPF)를 이용함으로써 이미지 신호를 제거하고 있다. 그 후, IF 신호를 증폭하고, 또 AD 변환한 후에, 디지털 처리로 제2 로컬 신호에 의한 주파수 변환을 행하여 베이스밴드 신호로 변환한다.
- [0115] 이와 같이, Low-IF 방식에서는 수신 신호를 한 번 IF 주파수로 변환하므로, 로컬 신호의 자기 믹싱에 의한 DC 오프셋이 생겨도, 주파수가 떨어져 있기 때문에, 용이하게 분리하는 것이 가능하다. 즉, DC 부근에 희망 신호가 존재하지 않으므로, DC 오프셋이 희망 신호에 간섭하지 않는다. 또, Low-IF 방식에서는 로컬 신호 주파수와 수신 주파수가 다르기 때문에, 로컬 신호의 생성이 용이하게 될 가능성도 있지만, 이 점의 상세(詳細)에 대해서는

후술하기로 한다.

- [0116] 한편, Low-IF 구성의 수신기에서는, 다이렉트?컨버전 수신기에서는 불필요했던 힐베르트?밴드 패스?필터나 제2 로컬 신호가 필요하게 된다는 새로운 과제가 생긴다.
- [0117] 또, DC 오프셋 및 이미지 주파수 신호를 그대로 AD 변환해서 제거하려면, DC 오프셋 및 이미지 주파수 신호를 희망 신호와 함께 동시에 AD변환할 필요가 있다. 이 경우, IF 신호를 샘플링하기 위해서 AD 컨버터의 샘플링?클럭도 고속으로 하지 않으면 안된다고 하는 과제가 있다.
- [0118] 본 발명에서는, Low-IF 구성의 수신기에서의 이들 과제를 해결하여, 멀티밴드 OFDM 시스템에 대해서 Low-IF 방식을 적합하게 적용하는 것이다.
- [0119] 여기서 말하는 Low-IF(저중간 주파수)라 함은, 주파수 호핑에서의 밴드 간격의 절반에 상당하는 낮은 중간 주파수(IF)를 이용하는 것을 의미한다. 도 17에 도시한 멀티밴드 OFDM_UWB 시스템에서는, 밴드 간격(즉, 호핑 주파수)의 절반인 264MHz를 IF 주파수로 한다.
- [0120] 도 1에는, 본 발명의 실시 형태에 관련된 Low-IF 방식 멀티밴드 OFDM_UWB 송수신기의 구성을 도시하고 있다. 도면중의 상측이 수신기에 상당(相當)함과 동시에, 하측이 송신기에 상당하며, 안테나?스위치를 거쳐서 단일 안테나를 공용(共用)하는 구성으로 이루어져 있다.
- [0121] 또, 도 2에는, Low-IF 송수신기 중 수신기 부분만을 추출해서 도시하고 있다. 이하, 같은 도면을 참조하면서, 본 발명에 관련된 Low-IF 수신기에 대해서 상세하게 풀이한다.
- [0122] 로컬 신호(f_{LO1})는 수신 신호의 중심 주파수의 264MHz만큼 위(上)로 하고, IF 주파수는 -264MHz로 한다. 멀티밴드 OFDM 시스템의 서브캐리어 주파수(4. 125MHz)와 FFT 사이즈(128)의 곱(積; product)은 528MHz이므로, 베이스밴드 대역은 $\pm 264\text{MHz}$ 이다.
- [0123] 주파수 중첩(Frequency folding)(혹은 AD 컨버터의 에일리어싱(aliasing))이 생기지 않도록 하기 위해서는, AD 변환의 샘플링 주파수는 신호 주파수의 2배가 필요하다. 다이렉트?컨버전 수신기라면 샘플링 주파수는 528MHz이다. 이것에 대해서, IF 주파수를 -264MHz로 한 Low-IF 수신기에서는, -528MHz~0MHz가 신호 주파수 범위이므로 샘플링 주파수는 1056MHz가 필요하게 된다고 하는 과제가 있다. 본(本) 실시 형태에서는, 이 제1 과제를 해결하기 위해서, 굳이(敢) 그의 절반인 528MHz(즉, 주파수 호핑에서의 중심 주파수의 밴드 간격)로 AD 변환해서, 주파수 중첩을 적극적으로 이용하기로 했다.
- [0124] 도 3의 (a)에는, 샘플링 주파수와 주파수 중첩이 일어나는 모습(様子; state)을 도시하고 있다. 도 3의 (b)에는, AD 변환전의 OFDM 신호와 샘플링 주파수의 관계를 도시하고 있다. 또, 도 3의 (c)에는, AD 변환후의 OFDM 신호와 샘플링 주파수의 관계를 도시하고 있다. OFDM 신호를 AD 변환한 후에는, 주파수 중첩에 의해서 서브캐리어의 순번이 교체되지만, 필요한 신호는 모두 AD 변환된다고 하는 것을, 도 3의 (c)로부터 이해할 수 있을 것이다.
- [0125] OFDM 변조 방식에서는, FFT에 의해서 시간 신호를 주파수 영역으로 변환하여 수신하므로, 서브캐리어의 재배열은 FFT한 후에 용이하게 행하는 것이 가능하다. 또, 본래 FFT는 재배열 조작을 행하는 것이기 때문에, 특별히 처리가 증가하는 것은 아니다(예를 들면, 안고 인모(安居院猛) 및 나카지마 마사유키(中嶋正行) 공저 「FFT의 사용법」(pp. 76, 산보(産報) 출판, 1981)을 참조할 것). 또, 서브캐리어의 재배열은 주파수 변환을 행하는 것과 등가(等價)이다. 따라서, 본 실시 형태에서는, 도 25에 도시한 종래의 Low-IF 수신기와는 달리, 제2 로컬 신호에 의한 주파수 변환이 불필요하게 된다.
- [0126] 여기까지에서, 본 실시 형태에 관련된 Low-IF 구성 수신기에 따르면, 멀티밴드 OFDM 신호의 복조(復調)를 문제 없이 행할 수 있는 것을 나타냈다. 한편, 멀티밴드 OFDM 시스템에서는, 패킷 동기를 위해서 프리앰블(preamble) 시퀀스를 이용하고 있다. 이 프리앰블?시퀀스는 FFT를 행하지 않고 시간 영역에서 상관(相關)을 검출하는 것을 전제로 만들어져 있다. 바꾸어 말하면, 프레임의 데이터 부분과는 달리, FFT에 의한 재배열의 조작이 행해지지 않는다. 이 때문에, 수신한 프리앰블?시퀀스와 기지(既知)의 프리앰블?시퀀스의 상관 검출을 행할 수 없게 된다. 그래서, 본 실시 형태에서는, 원래(元)의 프리앰블?패턴에 미리 IF 주파수를 승산해서 얻은 시퀀스를 이용하여 수신 신호와의 상관을 취한다고 하는 프리앰블의 검출 방법을 행하도록 했다.
- [0127] 프리앰블은 실수(實數) 신호이므로, IF 주파수 $\exp(-j264\text{MHz})$ 의 여현파(餘弦波) 성분인 $\cos(-264\text{MHz})$ 를 528MHz로 샘플링한 +1과 -1의 되풀이가 본래의 프리앰블?시퀀스에 승산되게 된다. 따라서, 검출하고 싶은 프리앰블?시퀀

스에 +1과 -1의 되풀이를 승산한 시퀀스와, 수신 신호와의 상관을 취함으로써 동기를 획득(獲得)한다.

[0128] 도 4에는, 본래의 프리앰블?시퀀스와 검출하고 싶은 프리앰블?시퀀스의 관계를 도시하고 있다. 도면중의 패턴 1(Pattern1)이 본래의 프리앰블?시퀀스이며, 패턴 1(-264MHz)이 +1과 -1의 되풀이를 승산해서 얻어진 검출하고 싶은 시퀀스이다.

[0129] Low-IF 구성의 멀티밴드 OFDM 수신기에서는, 주파수 변환 시에 생기는 수신 신호의 이미지 성분을 제거하기 위해서, 다이렉트?컨버전 방식에서는 불필요했던 힐베르트?밴드 패스?필터가 필요하게 된다(전술(前述)). 중심 주파수가 -264MHz이고 대역이 528MHz인 힐베르트 BPF(복소 필터라고도 불린다)를 실현하려면, 두개의 같은 실필터 사이를 자이레이터로 결합하는 방법이 알려져 있다(예를 들면, J. O. Voorman저 "The Gyrator as a Monolithic Circuit in Electronic Systems"(Ph. D. thesis, pp-83-103, University of Nijmegen, 1977)를 참조할 것).

[0130] 도 5에는 프로토타입 LPF, 도 6에는 힐베르트 BPF의 회로도를 각각 도시하고 있다. 여기서, 중심 주파수의 제어 가 가장 염려(懸念)되는 과제이다. 도 6에서, 두개의 같은 실필터 사이를 결합하고 있는 자이레이터는 5개이며, 그들의 트랜스?컨덕턴스($G_m C_n$)는 아래 식으로 나타내는 값으로 된다.

[0131] [수학식 2]

$$G_m C_n = \text{Ref}_n \times G_m \times \omega_o / \omega_c$$

[0133] 여기서, ω_o 은 중심 주파수, ω_c 는 대역의 절반, Ref_n 은 프로토타입 LPF의 소자값, G_m 은 ω_c 를 결정하는 트랜스?컨덕턴스, $G_m C_n$ 은 ω_o 을 결정하는 트랜스?컨덕턴스이다. 일반적으로, 트랜스?컨덕턴스는 트랜지스터의 사이즈와 전류에 비례한다. 따라서, $G_m C_n$ 과 G_m 의 비가 정수비로 되도록 ω_o 과 ω_c 와 Ref_n 의 관계를 선택함으로써, 트랜지스터의 사이즈와 전류를 정수비(整數比)로 할 수 있으므로, 힐베르트 BPF를 집적 회로로서 만들기 쉬워지고, 중심 주파수와 대역을 동시에 제어할 수 있게 된다. 본 실시 형태에서는, ω_o 과 ω_c 의 절대값이 같으므로, Ref_n 이 간단한 정수비로 되도록 프로토타입?필터를 설계하고 있다.

[0134] 도 7에는, 본 실시 형태에 관련된 힐베르트 BPF의 주파수 특성을 도시하고 있다. 중심 주파수와 차단 주파수를 일치(align, match)시킴으로써, 중심 주파수와 대역을 동시에 제어할 수가 있다.

[0135] 멀티밴드 OFDM-UWB 시스템에서는, ± 64 의 합계 128개의 서브캐리어를 가진다. 이 중, ± 56 번째의 서브캐리어까지가 데이터 전송에 이용되므로, 베이스밴드 주파수에서는 $4.125\text{MHz} \times \pm 56 = \pm 231\text{MHz}$ 까지가 중요하게 된다. IF 주파수를 -264MHz로 하고 있고(전술), IF 주파수에서는 $-264 \pm 231\text{MHz} (= -495\text{MHz} \sim -33\text{MHz})$ 가 신호 대역으로서 중요한 범위이다. DC 오프셋을 제거하기 위해서 믹서로부터의 출력에 직렬로 캐패시터를 삽입한 경우, HPF의 차단 주파수는 33MHz 정도로 설정하는 것이 가능하게 되며, 이 때의 스텝 응답 시간은 30나노초 정도이므로, OFDM 심볼 시간의 1/10 정도(대략 30나노초)로 억제하고 싶다고 하는 과제를 달성할 수가 있다.

[0136] 도 8에는, 본 발명의 1실시 형태에 관련된 Low-IF 방식의 멀티밴드 OFDM-UWB 송신기의 구성을 도시하고 있다.

[0137] Low-IF 구성으로 하기 위해서는, OFDM 변조의 IF 신호를 생성할 필요가 있다. 도시한 바와 같이, IFFT는 다이렉트?컨버전의 경우와 마찬가지로 베이스밴드 신호인 채로 행하고, DA 변환을 행하기 전에 IF 주파수 $\exp(-j264\text{MHz})$ 와 복소 승산하면, Low-IF 구성을 용이하게 실현할 수가 있다.

[0138] 다이렉트?컨버전 송신기에 의한 멀티밴드 OFDM 시스템에서는, 주파수 중첩의 제거를 용이하게 하기 위해서, 1056Msps로 DA 변환을 행한다. 이것에 대해서, Low-IF 구성에서는, IF 주파수 대역이 $-528\text{MHz} \sim 0\text{MHz}$ 이므로, 2112Msps의 DA 변환이 필요하게 된다고 하는 과제가 있다. 이 과제를 해결하기 위해서, 본 실시 형태에서는 다이렉트?컨버전 송신기와 같은 1056Msps로 DA 변환하고, 주파수 특성의 열화를 보정하기로 하고 있다.

[0139] 도 9에는, Low-IF 방식 멀티밴드 OFDM-UWB 송신기에서, 주파수 특성의 열화를 보정하지 않는 경우의 송신 IF 신호의 스펙트럼을 도시하고 있다. DA 변환기의 애퍼처 효과에 의해서 스펙트럼은 sinc 특성을 가진다. 이 때문에, $-528\text{MHz} \sim 0\text{MHz}$ 의 IF 주파수 대역에서는, 평탄하지 않고 약 4dB의 기울기(傾; tilt, skew)를 가지고 있다. 또, 주파수 중첩에 의해 $-1584\text{MHz} \sim -1056\text{MHz}$ 와 $528\text{MHz} \sim 1056\text{MHz}$ 의 각 대역에 비교적 큰 진폭의 성분이 있다.

[0140] 주파수 특성에 관해서는, 도 8 중의 서브캐리어 전력 레벨 보상부(Sub-carrier power level Compensator)가 IFFT 앞(前)에서 서브캐리어마다 진폭을 바꿈으로써, 약 4dB의 기울기를 평탄하게 되돌리도록 용이하게 보정하는 것이 가능하다. 또, 다른(別) 보정 방법으로서, 도 8 중의 2배 인터폴레이터($\times 2$ interpolator)를 복소 FIR

필터로 변경함으로써, 보간과 주파수 특성의 보정을 동시에 행할 수가 있다.

- [0141] 2배 인터폴레이터는 도 10에 도시하는 바와 같이 FIR 필터로 구성되어 있지만, 이것을 도 11에 도시하는 바와 같은 복소 FIR 필터로 변경한다. 도 12에는, 복소 FIR 필터의 복소 탭 계수를 도시하고 있다.
- [0142] 또, 주파수 중첩 성분은, 3차의 힐베르트 BPF를 이용하여 제거할 수가 있다. 도 13에는, 본 실시 형태에 관련된 Low-IF 방식 멀티밴드 OFDM_UWB 송신기에서, 주파수 보정을 행하고, 또 주파수 중첩 성분을 제거했을 때의 송신 IF 신호의 스펙트럼(Spectrum)을 도시하고 있다. 같은 도면으로부터도 알 수 있는 바와 같이, IFFT하기 전에 DA 컨버터의 애퍼처 효과에 의한 주파수 특성의 보정을 행하는 것에 의해, 평탄한 주파수 스펙트럼을 얻을 수가 있다.
- [0143] 도 14에는, 본 실시 형태에 관련된 Low-IF 방식 멀티밴드 OFDM_UWB 송신기에서, 도 17에 도시하는 그룹 1의 대역을 사용하는 경우의 로컬 신호를 도시하고 있다. 도시한 바와 같이, 로컬 신호(f_{LO1})는, 각 밴드의 중심 주파수의 264MHz만큼 위(上)로 된다. 도 15에는, 이와 같은 주파수 구성에서 적용되는, 주파수 호핑(FH)을 위한 주파수 합성 블록을 도시하고 있다. 도시된 대로, 단일의 발진기(예를 들면, TCXO(온도 보상형 수정 발진기))로부터 얻어지는 기준 주파수를 분주 및 믹서를 이용하여 합성(주파수 가감산)할 수가 있다. 그리고, 도 23과 비교해서 알 수 있는 바와 같이, 분주기와 SSB 믹서의 개수(個數)가 적어, 로컬 주파수의 생성이 용이하게 된다.
- [0144] 또, 도 16에는, 이 경우에 528MHz의 고조파에 기인하는 스프리어스를 도시하고 있다. 같은 도면으로부터 알 수 있는 바와 같이, 그룹 1내에는 스프리어스가 발생하지 않으므로, RF 밴드 패스?필터를 이용하여 스프리어스 성분을 용이하게 제거할 수가 있다.

산업상 이용 가능성

- [0145] 이상, 특정의 실시 형태를 참조하면서, 본 발명에 대해서 상세하게 풀이해 왔다. 그렇지만, 본 발명의 요지를 이탈(逸脫)하지 않는 범위에서 당업자가 그 실시 형태의 수정이나 대용(代用)을 할 수 있는 것은 자명(自明)하다. 즉, 예시라고 하는 형태로 본 발명을 개시해 온 것이며, 본 명세서의 기재 내용을 한정적으로 해석해서는 안 된다. 본 발명의 요지를 판단하기 위해서는, 특허 청구의 범위를 참작(參酌)해야 한다.

도면의 간단한 설명

- [0086] 도 1은 본 발명의 1실시 형태에 관련된 Low-IF 방식 멀티밴드 OFDM_UWB 송수신기의 구성을 도시한 도면,
- [0087] 도 2는 Low-IF 송수신기 중 수신기 부분만을 추출(抽出)해서 도시한 도면,
- [0088] 도 3은 OFDM 수신 신호의 AD 변환에 의해 주파수 중첩(frequency folding)이 생기는 현상을 설명하기 위한 도면,
- [0089] 도 4는 본래의 프리앰블?시퀀스와 검출하고 싶은 프리앰블?시퀀스의 관계를 도시한 도면,
- [0090] 도 5는 프로토타입 LPF의 회로도를 도시한 도면,
- [0091] 도 6은 힐베르트 BPF의 회로도를 도시한 도면,
- [0092] 도 7은 힐베르트 BPF의 주파수 특성을 도시한 도면,
- [0093] 도 8은 본 발명의 1실시 형태에 관련된 Low-IF 방식의 멀티밴드 OFDM_UWB 송신기의 구성을 도시한 도면,
- [0094] 도 9는 Low-IF 방식 멀티밴드 OFDM_UWB 송신기에서, 주파수 특성의 열화(劣化)를 보정하지 않는 경우의 송신 IF 신호의 스펙트럼을 도시한 도면,
- [0095] 도 10은 2배 인터폴레이터(interpolator)의 구성예를 도시한 도면,
- [0096] 도 11은 복소 FIR 필터의 구성예를 도시한 도면,
- [0097] 도 12는 도 11에 도시한 복소 FIR 필터의 복소 탭 계수를 도시한 도면,
- [0098] 도 13은 본 발명에 관련된 Low-IF 방식 멀티밴드 OFDM_UWB 송신기에서, 주파수 보정을 행하고, 또 주파수 중첩 성분을 제거했을 때의 송신 IF 신호의 스펙트럼을 도시한 도면,
- [0099] 도 14는 본 실시 형태에 관련된 Low-IF 방식 멀티밴드 OFDM_UWB 송신기에서, 도 17에 도시하는 그룹 1의 대역을

사용하는 경우의 로컬 신호를 도시한 도면,

도 15는 도 14에 도시한 주파수 구성에서 적용되는, 주파수 호핑(FH)을 위한 주파수 합성 블록을 도시한 도면,

도 16은 도 14에 도시한 주파수 구성에서의, 528MHz의 고조파에 기인하는 스프리어스를 도시한 도면,

도 17은 멀티밴드 OFDM_UWB 통신 방식에서 규정되어 있는 주파수 할당예를 도시한 도면,

도 18은 멀티밴드 OFDM 시스템에 이용되는 다이렉트?컨버전 방식 수신기의 구성예를 도시한 도면,

도 19는 로컬 신호의 자기 믹싱을 설명하기 위한 도면,

도 20은 자기 믹싱에 의해서 생기는 DC 오프셋을 설명하기 위한 도면,

도 21은 1차 하이 패스?필터의 구성예를 도시한 도면,

도 22는 다이렉트?컨버전 수신기에서 하이 패스?필터의 차단 주파수를 4. 125MHz로 했을 때의 DC 오프셋의 스텝 응답의 수축 시간을 설명하기 위한 도면,

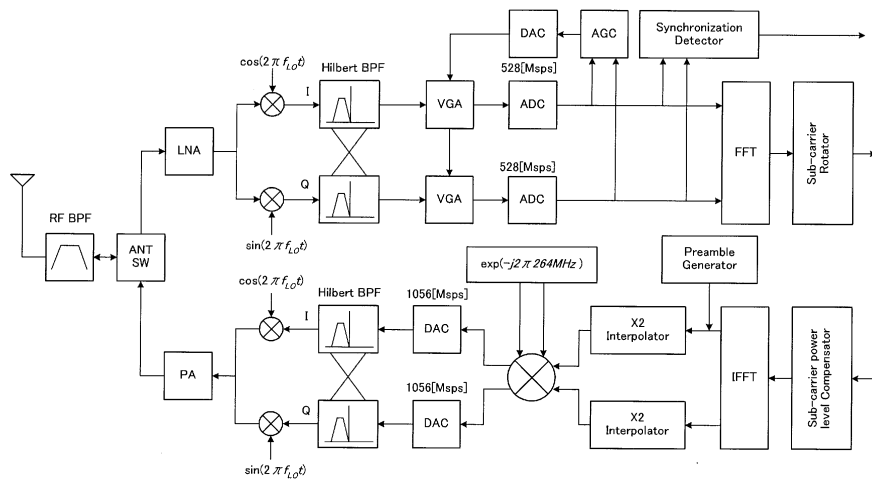
도 23은 멀티밴드 OFDM 시스템에서, 도 18에 도시한 다이렉트?컨버전 수신기에서 이용되는 주파수 호핑(FH)을 위한 주파수 합성 블록(단, 그룹 1의 3밴드?모드로 한다)의 종래예를 도시한 도면,

도 24는 이미지?리젝션(rejection)?믹서의 동작을 설명하기 위한 도면,

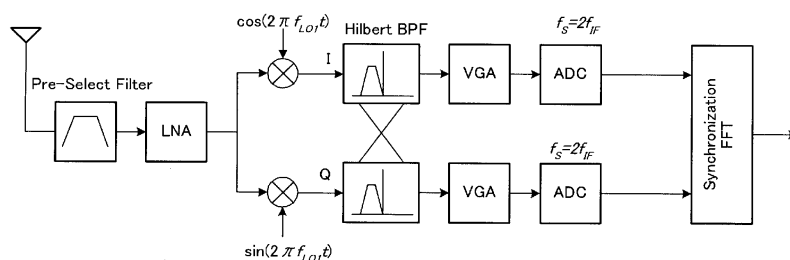
도 25는 Low-IF 수신기의 일반적인 구성예를 도시한 도면.

도면

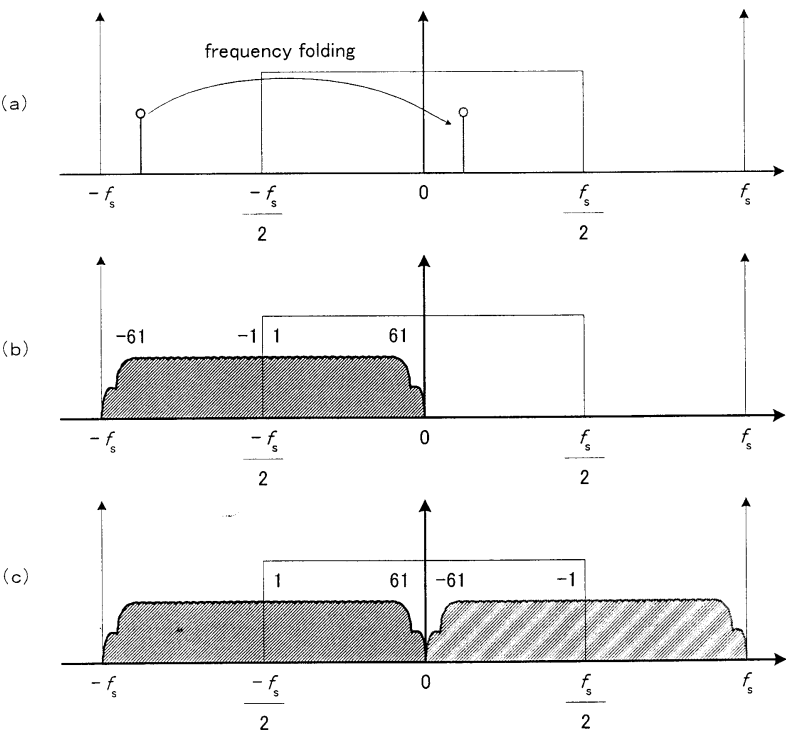
도면1



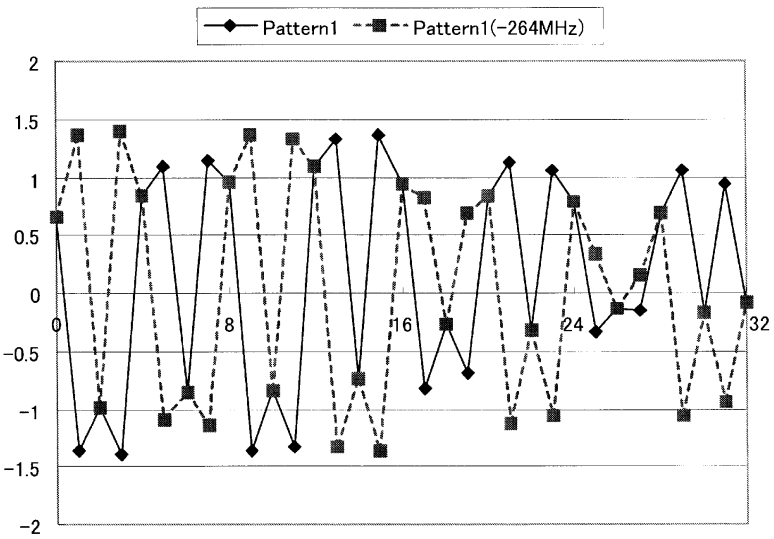
도면2



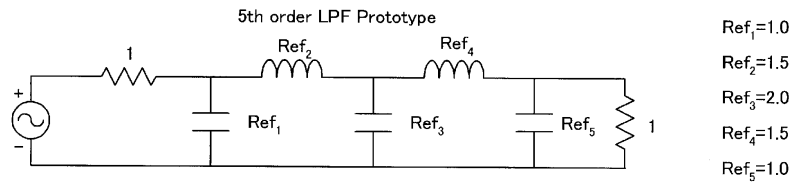
도면3



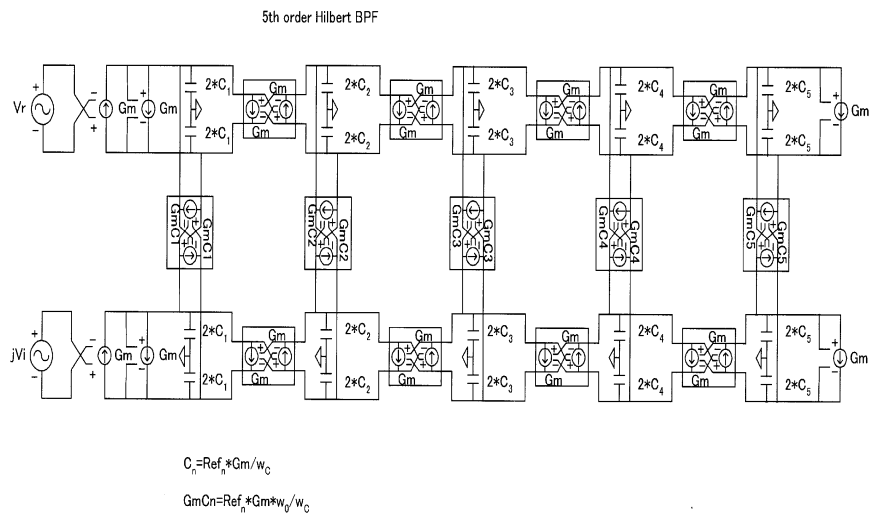
도면4



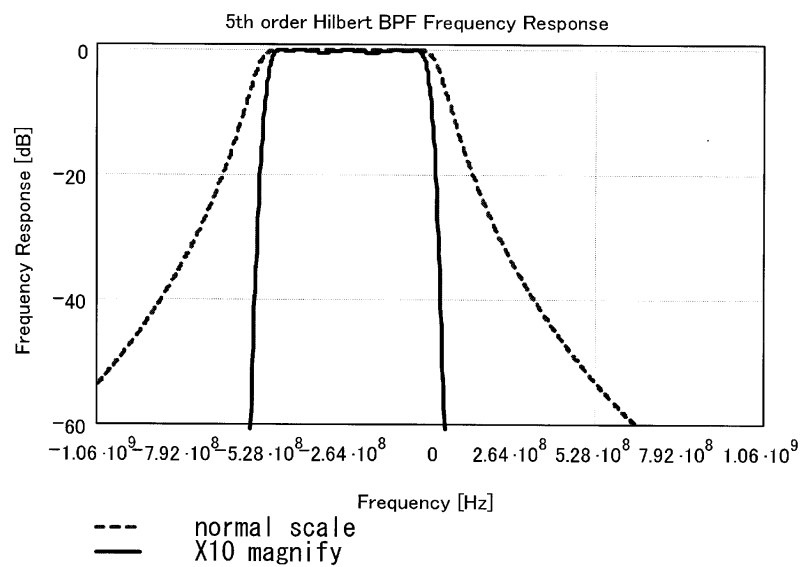
도면5



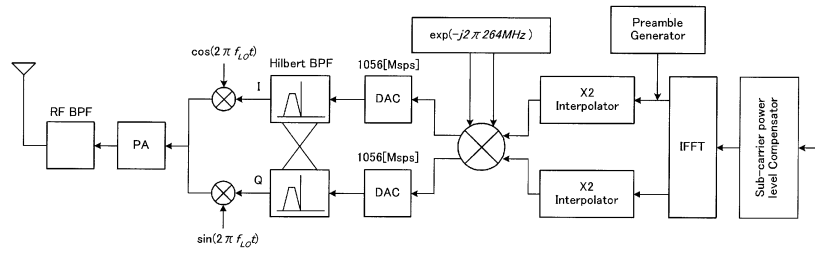
도면6



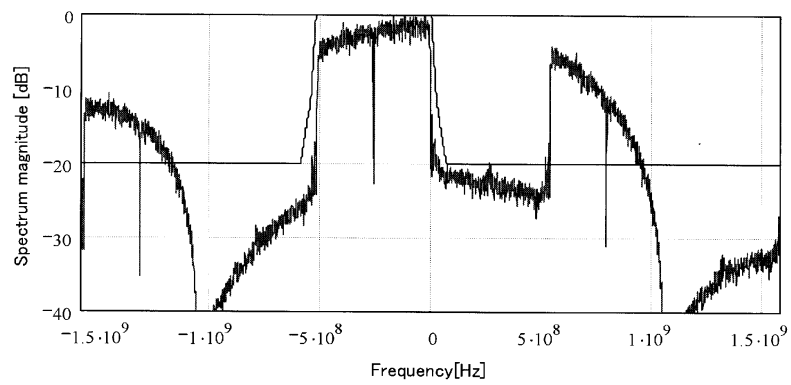
도면7



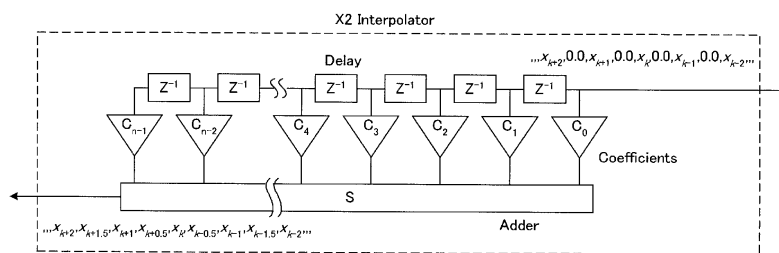
도면8



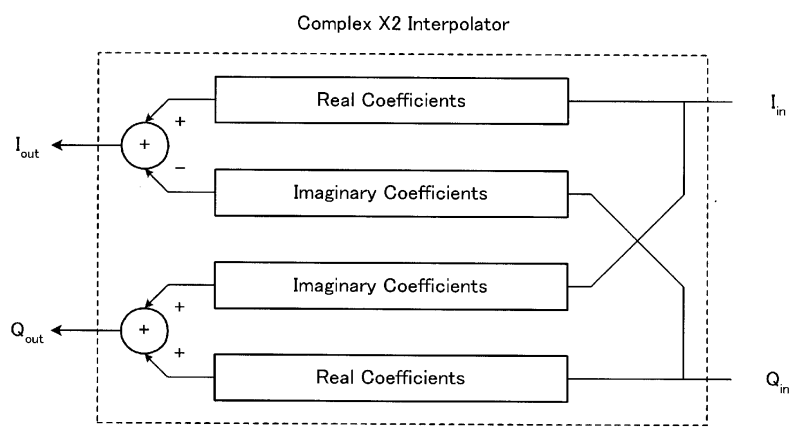
도면9



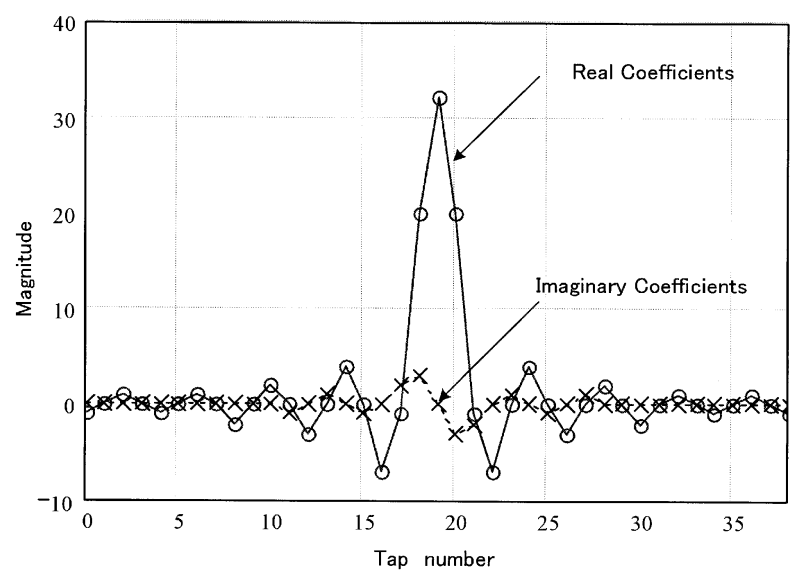
도면10



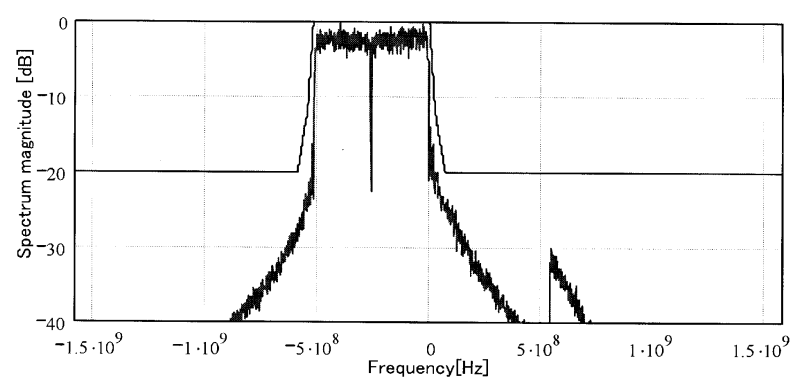
도면11



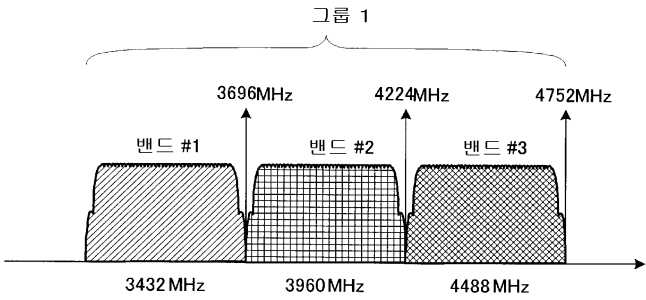
도면12



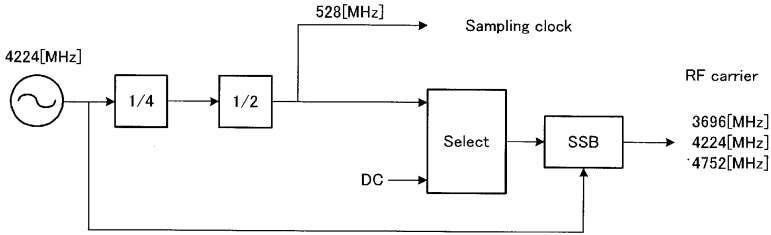
도면13



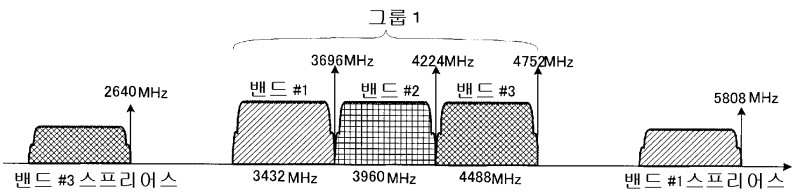
도면14



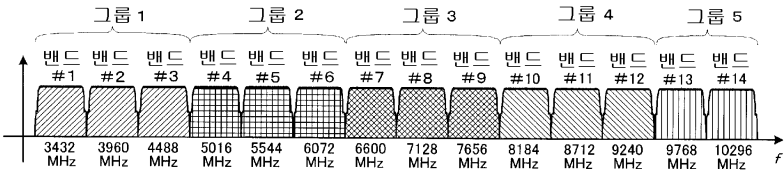
도면15



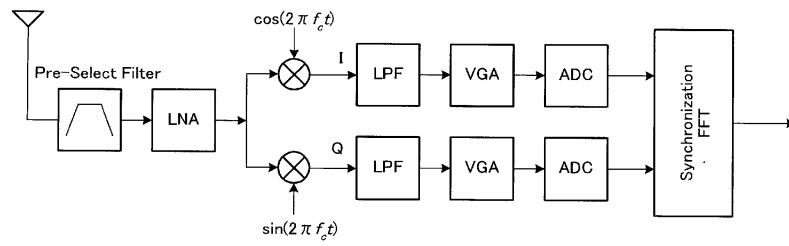
도면16



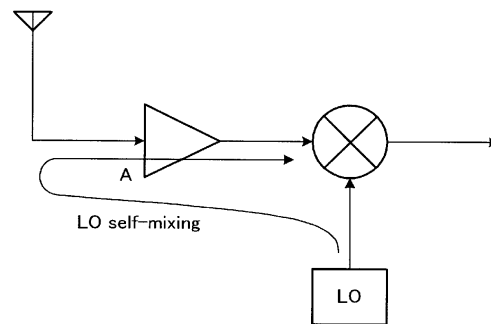
도면17



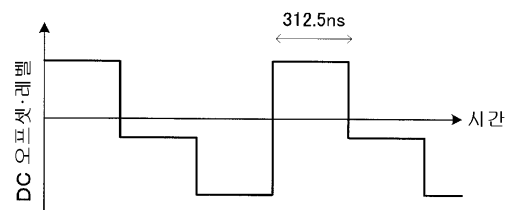
도면18



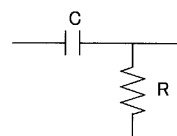
도면19



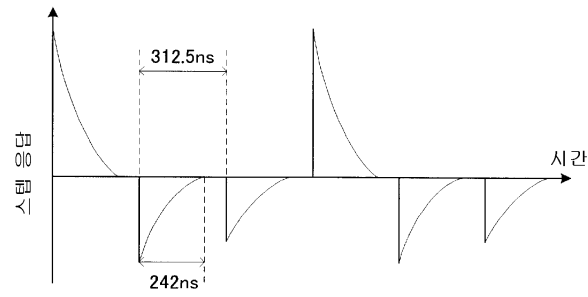
도면20



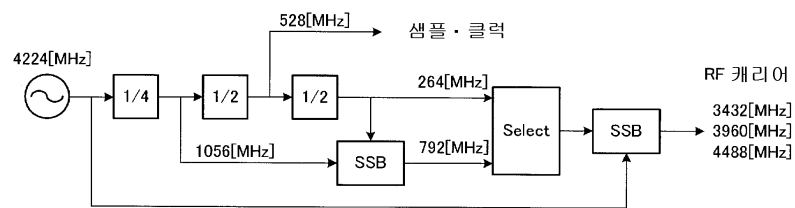
도면21



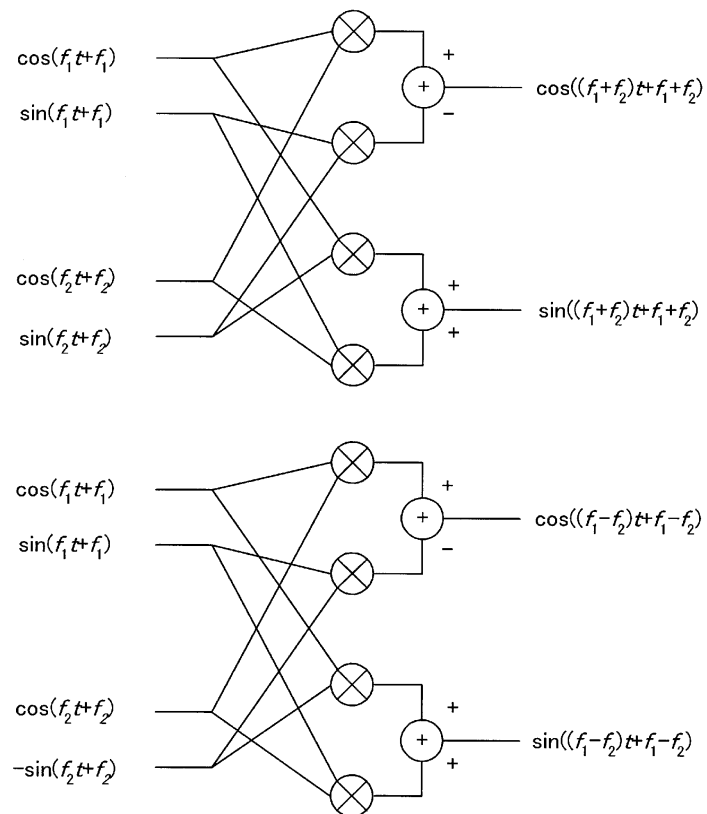
도면22



도면23



도면24



도면25

