

(19) 대한민국특허청(KR) (12) 등록특허공보(B1)

(51) Int. Cl.⁶
H04L 27/34

(45) 공고일자 1999년05월 15일
(11) 등록번호 10-0149941
(24) 등록일자 1998년06월 10일

(21) 출원번호	10-1995-0024208	(65) 공개번호	특 1997-0013993
(22) 출원일자	1995년08월 05일	(43) 공개일자	1997년03월 29일
(73) 특허권자	한국전자통신연구원 양승택		
(72) 발명자	대전광역시 유성구 가정동 161번지 임명섭 대전광역시 서구 둔산동 럭키 한마루아파트 1005-1506 강범주 대전광역시 유성구 어은동 한빛아파트 109동 808호 이화익, 원혜중, 김명섭		
(74) 대리인	이화익, 원혜중, 김명섭		

심사관 : 이두한

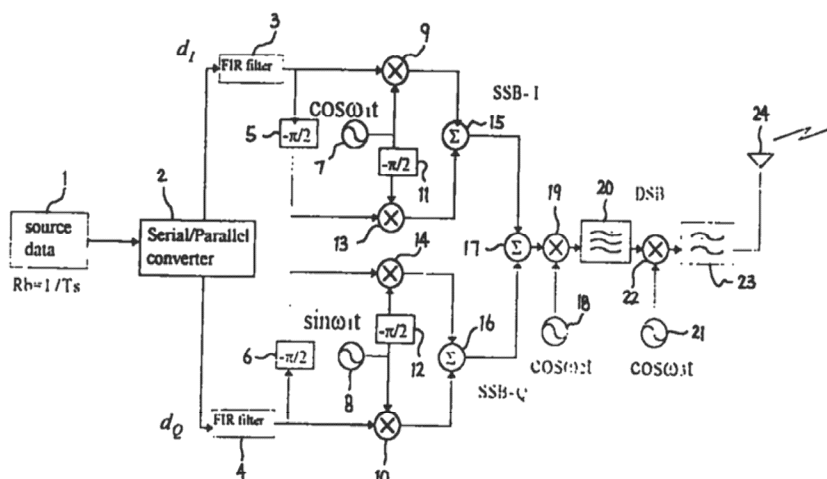
(54) 싱글 사이드밴드 DSSS/QPSK(4S/QPSK) 송수신 장치

요약

본 발명은 싱글 사이드밴드 변조방식을 DSSS(Directed Sequence Spread Spectrum)/QPSK에 적용하여 2배의 주파수 절약 효과를 얻고, 이동국에서 파이롯트 신호(pilot signal)를 전송하고자 하는 정보와 같이 전송하여 기지국이 코히어런트 검출이 가능하게 함으로서 차등 엔코딩을 적용한 QPSK방식의 채택으로 주파수 효율을 높이도록 한 4S/QPSK송수신장치에 관한 것이다.

이러한 본 발명은 제1월쉬 코드 발생기에서 발생하는 1함수와 롱코드 발생기에서 발생하는 코드를 배타적 논리합하는 제1배타적 논리합 소자와, 제1배타적 논리합 소자의 출력신호와 소스 데이터부에서 얻어지는 데이터를 배타적 논리합하는 제2배타적 논리합 소자와, 롱 코드 발생기에서 발생된 신호와 제2월쉬 코드 발생기에서 발생하는 0함수를 배타적 논리합하는 제3배타적 논리합소자와, 제3배타적 논리합 소자로부터 출력되는 신호를 2분하는 분주기, 제2배타적 논리합 소자의 출력신호를 병렬 데이터로 변환하는 직렬/병렬 변환기와, 직렬/병렬 변환기에서 출력되는 신호와 쇼트 코드 발생기에서 발생된 신호를 배타적 논리합하는 제4배타적 논리합 소자와, 제4배타적 논리합 소자의 출력신호와 분주기의 출력신호를 가산하여 제1 유한 충격 응답필터에 인가하는 제1 가산기와, 직렬/병렬 변환기에서 출력되는 신호와 쇼트 코드 발생기의 출력신호를 배타적 논리합하는 제5 배타적 논리합 소자와, 제5 배타적 논리합 소자의 출력신호와 분주기의 출력신호를 가산하여 제2 유한 충격 응답 필터에 인가하는 제2 가산기로 이루어진다.

대표도



명세서

[발명의 명칭]

싱글 사이드밴드 DSSS/QPSK(4S/QPSK)송수신 장치

[도면의 간단한 설명]

제1도는 SSB신호 발생을 위한 일반적인 4S/QPSK 송신장치 구성도.

제2도는 본 발명에 의한 4S/QPSK 송신장치 구성도.

제3도는 본 발명에서 4S/QPSK 스펙트럼 천이도.

제4도는 본 발명에 의한 4S/QPSK 수신장치 구성도.

제5도는 제4도의 위상정보 추출부 상세 구성도.

* 도면의 주요부분에 대한 부호의 설명

27,28,30,34,35 : 배타적 논리합 소자 31 : 분주기

38,38 : 가산기

40,49,50 : 저역 필터

[발명의 상세한 설명]

본 발명은 4S/QPSK 송수신장치에 관한 것으로, 특히 싱글 사이드밴드 변조방식을 DSSS(Directed Sequence Spread Spectrum)/QPSK에 적용하여 2배의 주파수 절약 효과를 얻고, 이동국에서 파일럿 신호(pilot signal)를 전송하고자 하는 정보와 같이 전송하여 기지국이 코히어런트 검출이 가능하게 함으로서 차등 엔코딩을 적용한 QPSK방식의 채택으로 주파수 효율을 높이도록 한 4S/QPSK송수신 장치에 관한 것이다.

통상, Direct Sequence 확산대역 통신방식은 전송할 정보원의 디지털 데이터(data rate = $1/T_s$; T_s 는 송신 정보 데이터 1심볼의 주기)를 이보다 고속의 PN sequence(chip rate = $1/T_c$; T_c 는 확산용 chip의 주기로 $(1/N)T_s$)와 배타적 논리합처리를 하여 본래 정보원의 주파수 스펙트럼을 주파수 대역에서 N배로 확산시킨다.

이때 확산된 신호의 크기는 확산시킨 비율의 역인 $1/N$ 로 작아진다.

디지털 셀룰러 이동통신 서비스에서는 코드분할 다원접속방식을 이용하여 동일 무선 서비스 구역에서 여러명의 가입자가 동시에 동일한 주파수의 반송파에 개개의 가입자 정보를 전송한다.

기지국의 수신부에서는 특정 가입자와 동일한 PN코드로 동기를 맞추어 수신하면 특정 가입자를 제외한 가입자의 신호는 역확신이 안되어 본래 신호의 크기보다 $1/N$ 배 작은 크기인 잡음으로 처리된다.

이때 동시에 전송 가능한 가입자의 수는 개개의 가입자의 송신 전력제어가 이루어져 기지국에서 수신된 모든 가입자의 수신전력이 동일하고 요구되는 전송품질 기준에 맞는 E_b/N_0 가 주어지는 조건에서 아래에서와 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} C/I &= C / \sum_{i=1}^{N-1} = C / (N-1) \cdot C = 1 / (N-1) \\ &= E_b \cdot R_b / N_0 \cdot BW \\ &= (E_b / N_0) / (BW / R_b) \end{aligned} \quad \dots\dots (\text{식 1})$$

$$N = 1 + (BW / R_b) / (E_b / N_0) \quad \dots\dots (\text{식 2})$$

그러나, 이러한 일반적인 Direct Sequence 확산 대역 통신방식은 가입자 수용 용량의 증대를 위해 음성 의 경우 8kbps로 제한된 음성부호화를 사용하므로 아날로그 방식에 비해 품질이 저하되는 문제점이 있었다.

이를 위해서 최근에는 13kbps의 음성 부호화방식이 제안되었으나 procesing gain(BW/R_b)이 줄어 가입자 수용용량이 줄어드는 단점을 감수해야하며 향후 영상 데이터 같은 고속의 정보를 보낼 경우에는 더욱 문제가 심각해 한 회선의 점유 대역폭을 늘려야 하는데, 이 경우 한정된 주파수 대역을 운영하는 서비스회사는 전체적으로 가입자 서비스 수용 용량 감소라는 위기에 처하게 된다.

디지털 이동통신 방식의 하나인 EIA/TIA IS-95의 reverse link에서 이동국은 월쉬함수를 이용한 직교 변조를 하므로 종래의 QPSK방식을 사용하므로써 얻을 수 있는 주파수 대역 절약 효과를 꾀할 수 없는 단점이 있다.

따라서 본 발명은 상기와 같은 종래 기술의 제반 문제점을 해결하기 위한 것으로서, 본 발명의 목적은 싱글 사이드밴드 변조방식을 Directed Sequence Spread Spectrum)/QPSK에 적용하여 2배의 주파수 절약 효과를 얻고, 이동국에서 파일럿 신호(pilot signal)를 전송하고자 하는 정보와 같이 전송하여 기지국이 코히어런트 검출이 가능하게 함으로서 차등 엔코딩을 적용한 QPSK방식의 채택으로 주파수 효율을 높이도록 4S/QPSK 송수신장치를 제공하는데 있다.

이하, 본 발명의 바람직한 실시예를 첨부한 도면 제1도 내지 제5도에 의거 상세히 설명하면 다음과 같다.

제1도는 SSB신호를 발생하기 위한 일반적인 4S/QPSK 송신장치 구성도이다.

도시된 바와 같이, 근원지 데이터를 출력하는 소스 데이터부(1)와, 상기 소스 데이터부(1)에서 출력되는

직렬 데이터를 병렬 데이터로 변환하는 직렬/병렬 변환기(2)와, 상기 직렬/병렬 변환기(2)에서 출력되는 병렬 데이터를 필터링하는 유한충격 응답필터(3)(4)와, 상기 유한 충격 응답 필터(3)(4)에서 각각 출력된 신호를 90도 위상 천이 시키는 위상 천이기(5)(6)와, 상기 유한 충격 응답필터(3)(4)에서 출력된 신호와 국부 발진기(7)(8)에서 각각 출력되는 발진 주파수를 각각 승산하는 승산기(9)(10)와, 상기 국부 발진기(7)(8)에서 출력되는 발진 주파수를 90도 위상 천이 시키는 위상 천이기(11)(12)와, 상기 위상 천이기(5)(6)에서 출력된 신호와 상기 위상 천이기(11)(12)에서 각각 출력된 신호를 승산하는 승산기(13)(14)와, 상기 승산기(9)(13)에서 각각 출력된 신호를 가산하는 가산기(15)와, 상기 승산기(10)(14)에서 각각 출력된 신호를 가산하는 가산기(16)와, 상기 가산기(15)(16)의 각 출력신호를 가산하는 가산기(17)와, 상기 가산기(17)의 출력신호와 국부 발진기(18)에서 출력되는 발진 주파수를 승산하는 승산기(17)와, 상기 승산기(17)의 출력신호를 대역 필터링하는 대역필터(20)와, 상기 대역 필터(20)의 출력신호와 국부 발진기(21)에서 출력되는 신호를 승산하는 승산기(22)와, 상기 승산기(22)의 출력신호를 저역 필터링하여 안테나(24)를 통해 송출도록 하는 저역 필터(23)로 구성된다.

제2도는 본 발명에 의한 4S/QPSK 송신장치 구성도이다.

도시된 바와 같이, 유한 충격 응답 필터(3)(4)에서 각각 출력된 신호를 90도 위상 천이 시키는 위상 천이기(5)(6)와, 상기 유한 충격 응답필터(3)(4)에서 출력된 신호와 국부 발진기(7)(8)에서 각각 출력되는 발진 주파수를 각각 승산하는 승산기(9)(10)와, 상기 국부 발진기(7)(8)에서 출력되는 발진 주파수를 90도 위상 천이 시키는 위상 천이기(11)(12)와, 상기 위상 천이기(5)(6)에서 출력된 신호와 상기 위상 천이기(11)(12)에서 각각 출력된 신호를 승산하는 승산기(13)(14)와, 상기 승산기(9)(13)에서 각각 출력된 신호를 가산하는 가산기(15)와, 상기 승산기(10)(14)에서 각각 출력된 신호를 가산하는 가산기(16)와, 상기 가산기(15)(16)의 각 출력신호를 가산하는 가산기(17)와, 상기 가산기(17)의 출력신호와 국부 발진기(18)에서 출력되는 발진 주파수를 승산하는 승산기(17)와, 상기 승산기(17)의 출력신호를 대역 필터링하는 대역 필터(20)와, 상기 대역 필터(20)의 출력신호와 국부 발진기(21)에서 출력되는 신호를 승산하는 승산기(22)와, 상기 승산기(22)의 출력신호를 저역 필터링하여 안테나(24)를 통해 송출도록 하는 저역 필터(23)의 구성은 일반적인 4S/QPSK 송신장치의 구성과 동일하며, 여기에 월쉬 코드를 발생하는 월쉬 코드 발생기(25)와, 상기 월쉬 코드 발생기(25)에서 발생하는 코드와 롱 코드 발생기(26)에서 발생하는 코드를 배타적 논리합하는 배타적 논리합 소자(27)와, 상기 배타적 논리합 소자(27)의 출력신호와 소스 데이터부(1)에서 얻어지는 데이터와를 배타적 논리합하는 배타적 논리합 소자(28)와, 상기 롱 코드 발생기(26)에서 발생한 롱 코드와 월쉬 코드 발생기(29)에서 발생하는 코드를 배타적 논리합하는 배타적 논리합 소자(30)와, 상기 배타적 논리합 소자(30)로부터 출력되는 신호를 2분하는 분주기(31)와, 상기 배타적 논리합 소자(28)의 출력신호를 병렬 데이터로 변환하는 직렬/병렬 변환부(32)와, 상기 직렬/병렬 변환부(32)에서 출력되는 신호와 쇼트 코드 발생기(33)에서 발생한 신호를 배타적 논리합하는 배타적 논리합 소자(34)와, 상기 배타적 논리합 소자(34)의 출력신호와 상기 분주기(31)의 출력신호를 가산하여 유한 충격 응답필터(3)에 인가하는 가산기(37)와, 상기 직렬/병렬 변환기(32)에서 출력되는 신호와 쇼트 코드 발생기(35)의 출력신호를 배타적 논리합하는 배타적 논리합 소자(36)와, 상기 배타적 논리합 소자(36)의 출력신호와 상기 분주기(31)의 출력신호를 가산하여 유한 충격 응답 필터(4)에 인가하는 가산기(38)가 더 구비되어 구성 되었다.

제4도는 본 발명에 의한 4S/QPSK 수신장치 구성도이다.

도시된 바와 같이, 안테나(39)로 수신되는 신호를 저역 필터링하는 저역 필터(40)와, 저역 필터(40)에서 출력되는 신호와 주파수 신디사이저(41)에서 출력되는 신호를 승산하는 승산기(42)와, 상기 승산기(42)에서 출력되는 신호를 대역 필터링하는 대역 필터(43)와, 상기 대역 필터(45)에서 출력되는 신호와 주파수 신디사이저(44)에서 출력되는 신호를 승산하는 승산기(45)와, 상기 승산기(45)에서 출력되는 신호와 중간주파수 신디사이저(46)에서 출력되는 신호를 각각 승산하는 승산기(47)(48)와, 상기 승산기(47)(48)의 출력신호를 각각 저역 필터링하는 저역 필터(49)(50)와, 상기 저역 필터(49)(50)에서 출력되는 아날로그 신호를 디지털 신호로 각각 변환시키는 아날로그/디지털 변환기(51)(52)와, 상기 아날로그/디지털 변환기(51)(52)에서 각각 출력되는 신호로부터 위상 정보를 추출하고 고속 하다마드 변환을 하는 고속 하다마드 변환기(53)와, 상기 고속 하다마드 변환기(53)에서 출력되는 신호로부터 칩 타이밍을 추출하는 칩 타이밍 추출하여 반송파 주파수 발생을 제어하는 반송파 주파수 제어기(54)와, 상기 반송파 주파수 제어기(54)에서 출력되는 병렬 데이터를 직렬 데이터로 변환하는 병렬/직렬 변환기(57)로 구성 되었다.

이와 같이 구성된 본 발명에 의한 4S/QPSK 송수신장치의 작용 및 효과를 설명하면 다음과 같다.

일반적으로, 무선통신에서 기저대역의 정보를 고주파에 실어 보낼 경우 전송하고자 하는 기저대역의 정보로 반송파를 변조하여 주파수를 상향 천이 시키고 이때 반송파의 주파수를 중심으로 양측에 기저대역의 스펙트럼이 중복되어 DSB(double sideband)신호가 된다.

따라서 한정된 주파수 자원을 효율적으로 사용하기 위해서는 이 중복된 스펙트럼의 어느 한쪽을 제거해 한 회선의 점유대역폭을 반으로 줄일 수 있는 방법을 설계하는 것이다.

따라서 필터를 이용해 변조된 DSB 신호 스펙트럼의 한쪽을 제거하면 되나 정확하게 반쪽을 제거할 수 있는 구형파 모양의 이상적인 필터의 제작은 불가능하다.

이에 따라 최근 고속 연산 성능이 향상된 디지털 신호 처리용 반도체 소자를 이용해 제1도에서와 같이 종래의 Inphase항의 신호처리에 덧붙여 Quadrature항의 기저대역의 신호와 반송파를 Hilbert 변환을 하여 나온 결과를 더하거나 빼면 하기한 식3에서와 같이 하측 또는 상측만의 스펙트럼을 갖는 QPSK로 변조된 SSB신호를 얻을 수 있다.

$$d_1 \cos \omega_{dt} \pm d_2 \sin \omega_{dt} + d_3 \sin \omega_{dt} + d_4 \cos \omega_{dt} \quad \dots \text{ (식 3)}$$

여기서 순서적으로 (+, -)는 하측파대 SSB신호, (-, +)는 상측파대 SSB신호이다.

이와 같이 얻어진 SSB/QPSK신호의 스펙트럼 및 이후 2nd IF f_2 와 반송파 주파수 f_3 로 상향 변환 되어진 신호의 스펙트럼은 송신 신호를 $\cos \omega_m t$ 라 가정하고 2nd IF까지만 고려해보면 하기한 식 4에서와 같이 정의된다.

우선 첫 번째 중간주파수단에서 얻어진 상측파대의 SSB/QPSK 신호의 스펙트럼은,

$$F_1 = F \left[\cos \omega_m t \cos \omega_c t - \sin \omega_m t \sin \omega_c t + \cos \omega_m t \sin \omega_c t + \sin \omega_m t \cos \omega_c t \right]$$

$$F \left[\frac{1}{2} (e^{j(\omega_c + \omega_m)t} + e^{-j(\omega_c + \omega_m)t}) + \frac{1}{2j} (e^{j(\omega_c + \omega_m)t} - e^{-j(\omega_c + \omega_m)t}) \right]$$

$$\frac{\pi}{2} \{ \delta(\omega - \omega_m - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_m + \omega_c) + \dots \dots (식 4)$$

$$\frac{1}{j} [\delta(\omega - \omega_m - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_m + \omega_c)] \}$$

제3도의 (b)의 두 번째와 같이 상측파대의 스펙트럼만을 전송하게 된다.

그러나 첫 번째 중간주파수단 및 최종단에서 출력 신호의 스펙트럼을 하기한 식5와 제3도의 (c)에서 살펴보면 다시 DSB현상이 나타나지만 스펙트럼의 분포가 반송파를 중심으로 모여 있지 않으므로 필터링은 쉽게 이루어 질 수 있다.

$$F_2 = F \left[(\cos \omega_m (\cos \omega_c t - \sin \omega_m t \sin \omega_c t + \cos \omega_m t \sin \omega_c t + \sin \omega_m t \cos \omega_c t) \cos \omega_c t \right]$$

$$\frac{1}{2} \{ F_1(\omega - \omega_c) + F_1(\omega + \omega_c) \}$$

$$\dots \dots (식 5)$$

디지털 이동통신용 Common Air Interface 규격으로 EIA/TIA IS-95에서 제안된 4S/QPSK방식의 reverse link 변조부에서는 파이롯트 신호를 전송하는 대신 월쉬함수를 이용한 직교 변조를 하여 기지국에서 non 코히어런트 검출을 할 때 성능이 좋아지도록 하였으나 복조시 Inphase항과 Quadrature항의 데이터가 동일한 조건하에서 FHT를 하여 결과를 도출하므로 이동국의 QPSK변조부에서 변조하기 위해 입력되는 직렬 데이터를 전송율이 반으로 감소된 2개의 병렬 데이터로 만들어 각기 다른 데이터가 각각 Inphase항과 Quadrature항으로 입력될 수 없다.

그러나 본 발명에서 제시하는 방식은 이동국에서 파이롯트 신호를 전송하고 대신 월쉬함수를 이용한 데이터 전송용 직교 변조를 사용하지 않아 입력신호의 직렬/병렬 변환을 하여 변조효율(bits/HZ/sec)이 높은 종래의 QPSK를 사용하여 Nyquist Minimum badwidth theorem에 의거 전송신호의 대역을 반으로 줄일 수 있어 스펙트럼의 효율이 2배로 향상되며, 기지국에서 복조 ASIC의 설계시 FHT에 해당하는 많은 로직 게이트의 사용을 피할 수 있어 ASIC의 게이트density를 줄일 수 있다.

파이롯트 신호를 데이터와 동시에 전송을 하므로 이를 구별하기 위해 2개의 월쉬함수를 써서 이를 구분하게 한다.

파이롯트 신호의 경우는 각각 Inphase항과 Quadrature항으로 입력되는 데이터가 각각 전송속도가 1/2로 줄어들어 입력되므로 마찬가지로 전송속도를 일치시키고 Inphase항과 Quadrature항의 데이터와 각각 더하여 QPSK변조를 수행한다.

이동국에서 파이롯트 신호를 전송하고자 하는 음성 및 신호용 데이터와 동시에 전송하면 기지국에서는 코히어런트 검출방식이 가능해진다.

우선 코히어런트 검출을 위한 위상정보를 파이롯트 신호로부터 추출하기 위해 월쉬 0함수를 이용해 데이터 신호와 분리해낸다.

이때 개개의 가입자의 파이롯트 신호는 위상 오프셋만 차이가 나는 PN코드로 대역확산을 하므로 기지국에서는 개개의 이동국의 파이롯트를 수신하여 위상정보를 추적하고 이를 반송파의 주파수를 복원하는데 이용한다.

수신신호를 아래와 같이 가정하고,

$$r(t) = d_1 \cos \omega_c t - d_2 \sin \omega_c t + d_3 \sin \omega_c t + d_4 \cos \omega_c t \dots \dots (식 6)$$

Inphase 경로에 입력된 신호를 코히어런트 검출하면,

$$|\cos \omega_{ci} t^* r(t)|_{LPF} = \frac{1}{2} d_1 + \frac{1}{2} d_Q \quad \dots\dots (\text{식 } 7)$$

마찬가지로 Quadrature 경로에 입력된 신호를 코히어런트 검출하면,

$$|\cos \omega_{ci} t^* r(t)|_{LPF} = \frac{1}{2} d_Q + \frac{1}{2} d_1 \quad \dots\dots (\text{식 } 8)$$

식 7과 식 8에서 보듯이 Inphase항과 Quadrature항의 신호복원은 종래의 방식대로 전송하면 변조부에서 Hilbert 변환을 하여 전송된 항이 반송파의 주파수가 완벽히 복원되어도 잡음으로 남게된다.

따라서 제4도에서와 같이 변조부에서 직렬/병렬 변환을 한후 Inphase 경로와 Quadrature 경로에서 각각 서로 직교한 다른 쇼트 코드를 곱하여 전송하면 잡음이 제거될 수 있다.

즉, 송신부에서 각각 Inphase와 Quadrature경로에 서로 직교한 PN 코드 Ci와 Cq를 송신 데이터에 배타적 논리합하여 보내면 Inphase경로의 수신단에서는 잡음이 제거될 수있다.

직교 변조를 하기위한 반송파의 위상정보 추적은 제5도에서와 같이 Inphase항의 입력 데이터를 한 주기 지연 시켜 Quadrature항과 곱하고 반대편의 항도 마찬가지로 구해 서로 더하면 식 1, 2에서와 같이 chip 한 주기간의 변화한 위상정보를 추적할 수 있다.

송신신호를 아래와 같이 간략히 표현하여 수신부에 전송된다고 가정하면,

$$S(t) = \cos \omega_{ci} t \sum_n d_{I,n} W_{O,n} h(t - nT_c) + \sin \omega_{ci} t \sum_n d_{Q,n} W_{O,n} C_{Q,n} h(t - nT_c) \quad \dots\dots (\text{식 } 9)$$

수신부에서는 코히어런트 검출을 하기위해 송신신호의 반송파를 정확히 복원하여 기저대역의 데이터만을 추출하여야 한다.

그러나 만일 다음과 같이 위상차이가 나는 반송파가 수신신호에 곱해진다면,

$$\begin{aligned} R(t) &= \cos \omega_{ci}(t - \tau) \sum_n d_{I,n} W_{O,n} C_{I,n} h(t - nT_c - \tau) \\ &\quad + \sin \omega_{ci}(t - \tau) \sum_n d_{Q,n} W_{O,n} C_{Q,n} h(t - nT_c - \tau) \\ &= \cos(\omega_{ci} t - \theta) \sum_n d_{I,n} W_{O,n} C_{I,n} h(t - nT_c - \tau) \\ &\quad + \sin(\omega_{ci} t - \theta) \sum_n d_{Q,n} W_{O,n} C_{Q,n} h(t - nT_c - \tau) \end{aligned} \quad \dots\dots (\text{식 } 10)$$

이때, Inphase항과 Quadrature항에서 PN코드의 동기가 맞았다는 조건하에 위상차이에 의한 각각의 출력은 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} R_{I,n}(t) &= \frac{A_n}{2} \cos \theta_n - \frac{B_n}{2} \sin \theta_n \\ R_{Q,n}(t) &= \frac{A_n}{2} \sin \theta_n - \frac{B_n}{2} \cos \theta_n \\ R_{I,n-1}(t) &= \frac{A_{n-1}}{2} \cos \theta_{n-1} - \frac{B_{n-1}}{2} \sin \theta_{n-1} \\ R_{Q,n-1}(t) &= \frac{A_{n-1}}{2} \sin \theta_{n-1} - \frac{B_{n-1}}{2} \cos \theta_{n-1} \end{aligned} \quad \dots\dots (\text{식 } 11)$$

제5도에서 차이가 나는 위상 출력은 아래와 같다.

$$e_n = e_{I,n} - e_{Q,n} = R_{I,n} R_{Q,n-1} - R_{Q,n} R_{I,n-1} = \frac{1}{2} A_n B_n \sin \Delta_n \quad \dots\dots (\text{식 } 12)$$

여기서 $A_n, B_n, A_{n-1}, B_{n-1}$ PN코드의 동기가 맞은 상태에서 correlation이 취해진 후의 상수값이며, chip한 주기간의 변화한 위상만큼 복조부의 반송파 주파수 발생용 주파수 합성기의 출력을 제어하는데 이용하여 정확한 코히어런트 검출이 가능하다.

이상에서 설명한 바와 같이 본 발명은 싱글 사이드밴드 변조방식을 Directed Sequence Spread Spectrum/QPSK에 적용함으로써 2배의 주파수 절약 효과를 얻을 수 있으며, 이동국에서 파일럿 신호(pilot signal)를 전송하고자 하는 정보와 같이 전송하여 기지국이 코히어런트 검출이 가능하게 함으로서 차등 엔코딩을 적용한 QPSK방식의 채택으로 주파수 효율을 높일 수 있는 효과가 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1

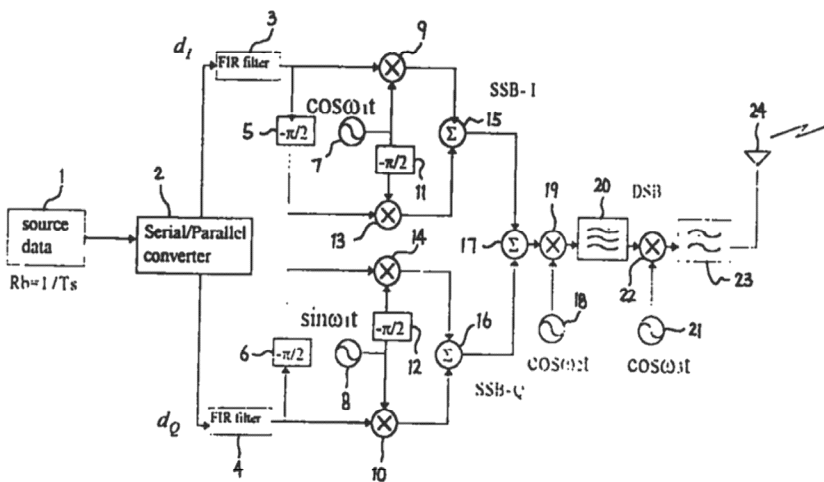
월쉬 코드를 발생하는 제1월쉬 코드 발생기와, 상기 제1월쉬 코드 발생기에서 발생하는 1함수와 롱 코드 발생기에서 발생하는 코드를 배타적 논리합하는 제1배타적 논리합 소자와; 상기 제1배타적 논리합 소자의 출력신호와 소스 데이터부에서 얻어지는 데이터를 배타적 논리합하는 제2배타적 논리합 소자와; 상기 롱 코드 발생기에서 발생된 신호와 제2월쉬 코드 발생기에서 발생하는 0함수를 배타적 논리합하는 제3배타적 논리합 소자와; 상기 제3배타적 논리합 소자로부터 출력되는 신호를 2분하는 분주기와; 상기 제2배타적 논리합 소자의 출력신호를 병렬 데이터로 변환하는 직렬/병렬 변환기와; 상기 직렬/병렬 변환기에서 출력되는 신호와 쇼트 코드 발생기에서 발생된 신호를 배타적 논리합하는 제4배타적 논리합 소자와; 상기 제4배타적 논리합 소자의 출력신호와 상기 분주기의 출력신호를 가산하여 제1 유한 충격 응답 필터에 인가하는 제1가산기와; 상기 직렬/병렬 변환기에서 출력되는 신호와 쇼트 코드 발생기의 출력신호를 배타적 논리합하는 제5배타적 논리합 소자와; 상기 제5배타적 논리합 소자의 출력신호와 상기 분주기의 출력신호를 가산하여 제2 유한 충격 응답 필터에 인가하는 제2가산기를 포함하여 구성된 것을 특징으로 하는 4S/QPSK 송신장치.

청구항 2

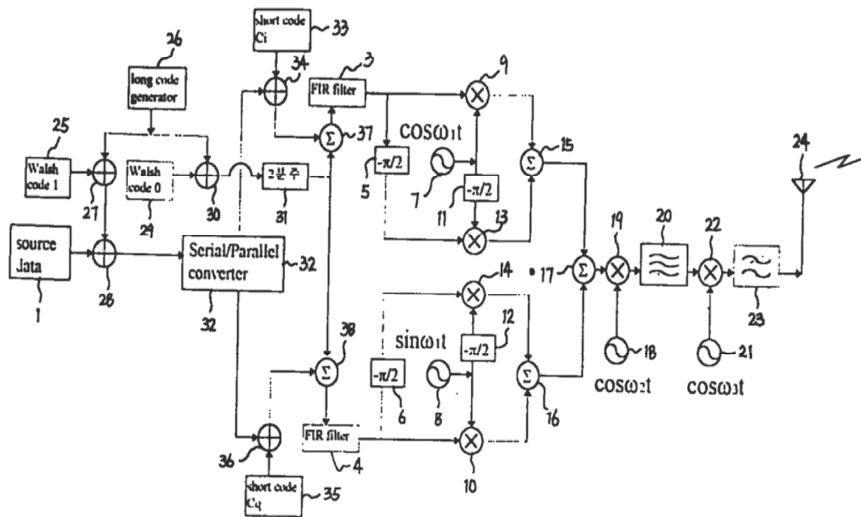
안테나로 수신되는 신호를 저역 필터링하는 제1 저역 필터와; 상기 제1저역 필터에서 출력되는 신호와 제 1 주파수 신디사이저에서 출력되는 신호를 승산하는 제1승산기와; 상기 제1승산기에서 출력되는 신호를 대역 필터링하는 대역 필터와; 상기 대역 필터에서 출력되는 신호와 제2주파수 신디사이저에서 출력되는 신호를 승산하는 제2승산기와; 상기 제2승산기에서 출력되는 신호와 중간주파수 신디사이저에서 출력되는 신호를 각각 승산하는 제3 및 제4 승산기와; 상기 제3 및 제4승산기의 출력신호를 각각 저역 필터링하는 제2 및 제3 저역 필터와; 상기 제2 및 제3 저역 필터에서 출력되는 아날로그 신호를 디지털 신호로 각각 변환시키는 제1 및 제2 아날로그/디지털 변환기와; 상기 제1 및 제2 아날로그/디지털 변환기에서 각각 출력되는 신호로부터 위상 정보를 추출하고 고속 하다마드 변환을 하는 고속 하다마드 변환기와; 상기 고속 하다마드 변환기에서 출력되는 신호로부터 칩 타이밍 추출하여 반송파 주파수 발생을 제어하는 반송파 주파수 제어기와; 상기 반송파 주파수 제어기에서 출력되는 병렬 데이터를 직렬 데이터로 변환하는 병렬/직렬 변환기로 구성된 것을 특징으로 하는 4S/QPSK 수신장치.

도면

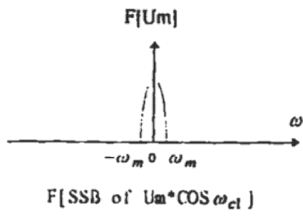
도면1



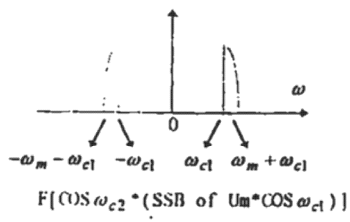
도면2



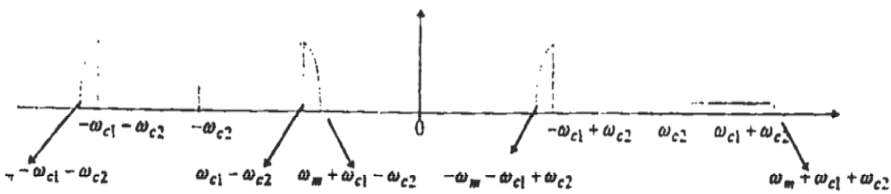
도면3a



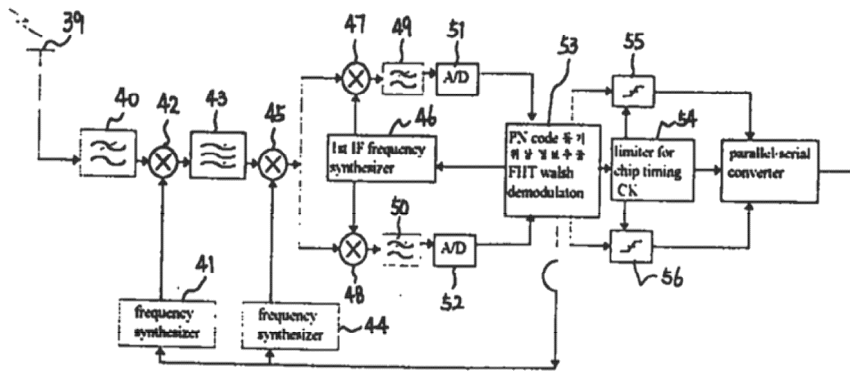
도면3b



도면3c



도면4



도면5

