(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(51) 。Int. Cl. [7]
H04B 7/26

(11) 공개번호 특2002-0004452
(43) 공개일자 2002년01월16일

(21) 출원번호 10-2000-0038346
(22) 출원일자 2000년07월05일

(71) 출원인 삼성전자 주식회사
윤종용
경기 수원시 팔달구 매탄3동 416

(72) 발명자 허훈
대전광역시대덕구석봉동191-9
윤유석
서울특별시강남구대치동954-21번지삼안타운B-201
윤순영
서울특별시강남구개포동185주공아파트607동1306호
염재흥
서울특별시강남구대치1동도곡주공아파트6동201호
양상현
서울특별시성동구행당2동340-42
강희원
경기도성남시분당구이매동아름삼호아파트401-1503

(74) 대리인 이건주

심사청구 : 없음

(54) 음성서비스와 고속 데이터서비스를 동시 지원하는이동통신시스템에서 순방향 전력제어 장치 및 방법

요약

본 발명은 이동국이 순방향 링크의 채널 상태를 측정하여 순방향 데이터 속도를 정하는 부호분할다중접속(CDMA) 고속 데이터 전송 시스템에서 음성 채널을 지원하는 경우 음성 채널의 통화품질을 유지하기 위한 효과적인 전력제어방법이다. 동일한 주파수대역에서 음성 채널과 고속 데이터 채널을 동시에 지원하기 위해서 역방향 링크로 순방향 전력제어 비트(PCB)가 전송되어야 하는데 순방향 링크의 데이터 속도를 알려주기 위한 정보인 DRC 구간을 이용해 순방향 전력제어 정보를 전송한다.

대표도

도 14

색인어

HDR, IS-2000, power control, voice service, data service, C/I, DRC, DIFF DRC, PCB

명세서

도면의 간단한 설명

도 1은 종래기술에 따른 IS-2000 1X 시스템에서 역방향 전력제어 서브채널의 구조를 도시하는 도면.

도 2는 종래기술에 따른 고속 데이터 전송을 지원하는 HDR시스템에서의 기지국 송신장치를 도시하는 도면.

도 3은 종래기술에 따른 고속 데이터 전송을 지원하는 HDR시스템에서의 이동국 송신장치를 도시하는 도면.

도 4는 종래기술에 따른 고속 데이터 전송 방식의 HDR시스템에서 역방향으로 전송되는 RRI, DRC, Pilot 정보를 시간 분할 다중화 방식으로 전송하는 것을 도시하는 도면.

도 5는 종래기술에 따른 고속 데이터 전송 방식의 HDR시스템이 음성 트래픽 채널을 수신하는 경우 HDR 주파수 대역에서 IS-2000 주파수 대역으로 천이되는 것을 도시하는 도면.

도 6은 본 발명의 실시 예에 따른 고속 데이터 전송 방식의 HDR시스템의 고속 데이터 채널과 음성 채널이 혼합된 기지국 송신장치를 도시하는 도면.

도 7은 본 발명의 실시 예에 따른 고속 데이터 전송 방식의 HDR시스템이 고속 데이터 채널과 음성 채널을 동시에 지원하는 경우 음성 트래픽 채널의 발생 장치를 도시하는 도면.

도 8은 본 발명의 실시 예에 따른 한 특정(k번째) 사용자에 대해서 기지국에서 파일롯과 DRC 채널을 수신하여 순방향 음성 트래픽 채널을 전력제어하고 DRC를 검출하기 위한 장치를 도시하는 도면.

도 9는 본 발명의 실시 예에 따른 상기 도 8에서 수신한 DRC를 이용해서 음성 채널 순방향 전력제어하는 절차를 도시하는 도면.

도 10은 상기 도 8에서 수신한 Ec/I를 이용해서 음성 채널 순방향 전력제어하는 절차를 도시하는 도면.

도 11은 본 발명의 실시 예에 따른 이동국이 C/I과 차등 C/I를 발생시키는 장치를 도시하는 도면.

도 12는 본 발명의 실시 예에 따른 기지국과 이동국이 C/I(Ec/I)를 이용해서 DRC를 얻는 방법을 도시하는 도면.

도 13은 본 발명의 실시 예에 따른 이동국이 주기적으로 DRC 4비트를 생성하고 그 사이에 데이터 차등 C/I 4비트를 생성하기 위한 장치를 도시하는 도면.

도 14는 본 발명의 실시 예에 따른 이동국이 DRC(Ec/I) 4비트와 차등 C/I 정보 4비트를 전송하기 위한 송신장치를 도시하는 도면.

도 15는 상기 도 14에 대한 기지국 수신장치를 도시하는 도면으로, 수신 DRC(Ec/I)와 차등 C/I를 통해서 순방향 데이터율 결정과 순방향 전력제어하기 위한 장치를 도시하는 도면.

도 16은 상기 15에서 송신한 DRC(Ec/I) 4비트와 차등 C/I 4비트를 통해서 순방향 전력제어하는 절차를 도시하는 도면.

도 17은 본 발명의 실시 예에 따른 DRC(Ec/I) 4Bit와 차등 DRC 또는 C/I 2비트를 전송하는 이동국 송신장치를 도시하는 도면.

도 18은 본 발명의 실시 예에 따른 DRC(Ec/I) 4비트를 주기적으로 수신하고 그 사이에 차등 DRC에 관한 정보를 수신하는 경우 데이터 채널에 대한 데이터율을 검출하고 음성채널에 대한 채널이득을 구하기 위한 장치를 도시하는 도면.

도 19는 상기 17의 기지국 수신단에서 주기적 DRC(C/I) 4비트와 차등 DRC 2비트를 이용해서 순방향 전력제어하는 절차를 도시하는 도면.

도 20은 본 발명의 실시 예에 따른 이동국이 주기적으로 DRC(Ec/I) 4비트 정보를 보내고 그 사이에 차등 DRC(C/I) 2비트 정보를 상기 17과 송신하고 차등 DRC(C/I) 2비트를 보내고 남는 2비트는 순방향 전력제어 정보를 송신하여 순방향 전력제어를 하는 것을 도시하는 도면.

도 21은 본 발명의 실시 예에 따른 k 번째 사용자가 송신한 주기적 DRC(C/I) 4비트 정보와 다중화된 차등 DRC(C/I) 2비트 정보와 순방향 전력제어정보 2비트를 이용해서 기지국이 순방향 전력제어와 순방향 데이터율을 결정하기 위한 장치를 도시하는 도면.

도 22는 상기 도 20에 대한 수신장치로, 수신된 순방향 전력제어 정보를 이용해서 순방향 전력제어하기 위한 장치를 도시하는 도면.

도 23는 본 발명의 실시 예에 따른 IS-2000과 호환성이 있는 기지국 송신장치를 도시하는 도면.

도 24은 본 발명의 실시 예에 따른 파일롯 채널이 코드 다중화로 할당되고 분산 파일롯 심볼이 데이터 채널에 할당되는 IS-2000과 호환성이 있는 기지국 송신단의 경우에 데이터 채널의 수신 전력대 간섭비를 구하기 위한 장치를 도시하는 도면.

도 25는 상기 도 24에서 데이터 채널의 수신 전력대 간섭비 대신 DRC 4비트 정보인 경우 데이터 채널의 수신 전력대 간섭비를 구하기 위한 장치를 도시하는 도면.

도 26는 본 발명의 실시 예에 따른 파일롯 채널이 코드 다중화로 할당되고 분산 파일롯 심볼이 데이터 채널에 할당되는 IS-2000과 호환성이 있는 시스템에서 이동국이 전송한 데이터 Ec/I에 대한 4비트 정보를 이용해서 순방향 전력제어하는 절차를 도시하는 도면.

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 이동통신시스템에 관한 것으로, 특히 고속 데이터 서비스와 음성서비스를 동시에 지원하기 위한 전력제어 장치 및 방법에 관한 것이다.

차세대 이동통신시스템으로 제안된 IMT-2000 시스템은 어느 지역에서나 통화가 가능하며 고속 데이터 전송을 가능하게 하는 기술이다. 미국형 IMT-2000 표준인 IS-2000 1X(대역폭 1.25MHz) 시스템은 음성 채널과 데이터 채널을 동시에 지원하고 있다. IS-2000 1X 시스템에서 데이터 채널은 송신 정보가 존재하는 한 채널 상태가 나쁜 경우에도 낮은 데이터율로 전력제어를 하여 높은 송신 전력으로 보내게 되고 채널 상태에 따라 순방향 링크의 데이터 속도를 변경하는 시간도 길다. 따라서, IS-2000 1X 시스템에서는 순방향 링크의 데이터 속도가 채널의 상태에 빠르게 적응하지 못한다(다시말해, Link Adaptation이 느리다). 만일, 기지국이 채널 상태가 나쁜 데이터 사용자에게 순방향 데이터를 송신하고 있다면 채널 상태가 좋은 데이터 사용자에게 동일한 전력으로 더 많은 정보량을 보낼 기회를 상실하게 된다.

한편, IS-2000 1X 시스템에서 하기 표 1과 같이 순방향 음성 채널 전력제어정보를 담당하는 제1 역방향 전력제어 서브채널(Primary Reverse Power Control Subchannel)과 데이터 채널의 전력제어정보를 담당하는 제2 역방향 전력제어 서브채널(Secondary Reverse Power Control Subchannel)로 순방향 음성 채널과 데이터 채널을 전력제어한다.

[표 1]

	Reverse Power Control Subchannel Allocations(Power Control Group Number 0 - 15)	
FPC_MODEs	Primary Reverse PowerControl Subchannel	Secondary Reverse PowerControl Subchannel
'000'	0,1,2,3,4,5,6,7,8,9,10,11,12,13,14,15	Not supported
'001'	0,2,4,6,8,10,12,14	1,3,5,7,9,11,13,15
'010'	1,5,9,13	0,2,3,4,6,7,8,10,11,12,14,15
'011'	0,1,2,3,4,5,6,7,8,9,10,11,12,13,14,15	Not supported
'100'	0,1,2,3,4,5,6,7,8,9,10,11,12,13,14,15	Not supported
'101'	0,2,4,6,8,10,12,14	1,3,5,7,9,11,13,15
'110'	0,2,4,6,8,10,12,14	1,3,5,7,9,11,13,15
All other values	Reversed	Reversed

도 1은 종래기술에 따른 IS-2000시스템에서, 역방향 전력제어 정보가 역방향 전력제어 서브채널을 통하여 역방향의 파일롯 채널에 삽입되어 기지국에 전송되는 것을 설명하는 도면이다. (a)는 파일롯 비트와 전력제어비트를 다중화하는 다중화장치 10을 도시하고 있고, (b)는 전력제어정보가 시간삽입된 역방향 파일롯채널에서 한 개의 전력제어그룹을 도시하고 있으며, (C)는 16개의 전력제어그룹들로 구분되는 역방향 파일롯채널 프레임을 도시하고 있다. 여기서, 하나의 전력제어그룹은 1.25ms의 시간간격을 가지며, 빗금친 부분은 전력제어정보가 전송되는 역방향 전력제어 서브채널을 나타낸다.

한편, IS-2000의 데이터 통신 보완을 위해 퀄컴사에 의해 제안된 HDR(High Data Rate)은 순방향 링크로 한 개의 데이터 채널을 최대 전력으로 채널 상태가 좋은 사용자에게만 전송하는 방식이다. 기존 IS-2000 1X 시스템에서 채널 상태와 데이터율에 따른 패켓의 길이는 일정하고 전력은 전력제어에 의해 변화시킨다. 하지만, HDR에서는 채널 상태와 데이터율에 따른 패켓의 길이는 가변적으로 하고 전력은 최대 전력으로 일정하게 한다. 즉 HDR은 채널 적응(Link Adaptation)을 빠르게 하여 최대 송신 전력에 적합한 순방향 데이터율로 한 사용자에게만 전송하고 패켓의 길이를 가변적으로 가져가는 전송방식이다.

도 2는 종래기술에 따른 HDR시스템의 순방향 링크의 송신기를 도시하고 있다. 상기 도 2를 참조하면, 곱셈기 101은 파일롯채널데이터(all'0's)와 정해진 직교부호(W0)을 곱해 직교확산하여 파일롯채널 신호를 출력한다.

데이터트래픽 채널을 설명하면, 부호기 102은 데이터트래픽 채널데이터를 부호화하여 출력한다. 변조기 103는 상기 부호기102의 출력을 QPSK 변조하여 I 및 Q신호를 출력한다. 인터리버104는 상기 변조기 103로부터의 출력을 인터리빙하여 출력한다. 천공패턴기 105는 상기 인터리버104로부터의 출력을 미리 주어진 패턴에 의해 천공(puncturing) 및 반복(repeat)하여 출력한다. 역다중화기106은 상기 천공패턴기 105으로부터의 출력을 역다중화하여 출력한다. 직교확산기 107은 상기 역다중화기106로부터의 출력과 주어진 길이 16의 직교부호를 곱해 직교확산하여 출력한다. 반복기 110은 프리앰블 데이터를 소정횟수 반복하여 출력한다. 곱셈기 111은 상기 반복기110으로부터의 출력과 주어진 직교부호를 곱해 직교확산하여 프리앰블 신호를 출력한다. 다중화기 109는 상기 직교확산기 107로부터의 상기 데이터트래픽 채널신호와 상기 곱셈기 111로부터의 상기 프리앰블 신호를 시간분할 다중화하여 출력한다.

MAC채널을 설명하면, 곱셈기 113은 순방향동작비트(Forward Activity Bit:이하 FAB라 칭함)와 정해진 직교부호(W1)을 곱해 직교확산하여 출력한다. 이득조정기112는 역방향 전력제어비트(Reverse Power Control:이하 RPC라 칭함)의 채널이득을 조정하여 출력한다. 곱셈기 114는 상기 이득조정기 112로부터의 출력과 주기 32인 직교부호를 곱해 직교확산하여 출력한다. 곱셈기 115는 역방향동작비트(Reverse Activity Bit:이하 RAB라 칭함)와 정해진 직교부호(W2)를 곱해 직교확산하여 출력한다. 가산기 116은 상기 곱셈기 113, 곱셈기 114 및 상기 곱셈기 115로부터의 출력을 가산하여 출력한다. 반복기 114은 상기 가산기 139로부터의 출력을 소정횟수(factor=4) 반복하여 출력한다.

다중화기 118은 상기 곱셈기 101으로부터의 상기 파일롯채널신호, 상기 다중화기 109로부터의 트래픽채널신호 및 상기 반복기117로부터의 MAC채널신호를 다중화하여 출력한다. 복소확산기 119는 상기 다중화기 118로부터의 출력과 정해진 PN코드를 곱해 복소확산하여 출력한다. 대역여파기120는 상기 복소확산기 119로부터의 출력을 기저대역 여파하여 출력한다. 그리고, 상기 대역여파기 120의 출력은 주파수 상향 조정되어 안테나를 통해 송신된다.

상기한 바와 같이, HDR에서 순방향 링크의 모든 채널이 시간 분할 다중화되어 하나의 전송 채널로 전송되고 데이터트래픽 채널은 16개의 직교 채널로 코드 다중화 되어서 전송되는 것을 보인다. 역방향 링크를 통해 수신된 순방향 링크 데이터율 제어(DRC)에 의해 부호기102 및 변조기103의 동작에 변화가 있다. 즉 데이터 속도가 증가할수록 부호율(coding rate)이 큰 부호기를 사용하고 주파수 효율이 좋은 변조기를 사용한다.

도 3은 종래기술에 따른 HDR시스템의 역방향 송신기 구조를 도시하고 있다.

상기 도 3을 참조하면, 곱셈기301은 파일롯채널 데이터와 정해진 직교부호(W_o^4)를 곱해 직교확산하여 출력한다. 직교변조기302는 역방향 데이터율 지시자(Reverse rate indicator : 이하 RRI라 칭함)를 8-ary 직교변조를 수행하여 심볼을 출력한다. 심볼반복기 303은 상기 직교변조기 302으로부터의 상기 심볼을 소정횟수 반복하여 출력한다. 곱셈기 304는 상기 심볼반복기 303의 출력과 상기 정해진 직교부호(W_o^4)를 곱하여 직교확산하여 출력한다.

부호기305는 4bit DRC 정보를 (8,4,4) 블록 인코딩(block encoding)하여 출력한다. 반복기 306는 상기 부호기 305로부터의 출력 부호어를 소정횟수 반복하여 출력한다. 곱셈기307은 상기 반복기 306으로부터의 출력과 주어진 길이 2인 직교부호(W_0^2)를 곱하여 직교확산하여 출력한다. 월시커버부 308은 DRC 월시커버 인덱스를 입력하여 섹터구분용 월시커버를 출력한다. 곱셈기 309는 상기 곱셈기 307의 출력과 상기 월시커버부 308의 출력을 곱하여 출력한다. 곱셈기 310은 상기 곱셈기 309의 출력과 상기 정해진 직교부호(W_o^4)를 곱하여 출력한다. 다중화기 311은 상기 곱셈기301,304 및 310의 출력을 시간 다중화하여 출력한다.

부호기 312는 입력되는 트래픽데이터를 부호화하여 출력한다. 변조기313은 상기 부호기312로부터의 출력을 BPSK 변조하여 출력한다. 인터리버 314는 상기 변조기 313의 출력을 인터리빙하여 출력한다. 이득조정기 315는 상기 인터리버 314의 출력을 이득조정하여 출력한다. 곱셈기316은 상기 이득조정기315의 출력과 정해진 길이 4인 직교부호(W_2^4)를 곱하여 출력한다. 복소확산기 317은 상기 다중화기 311의 출력(I채널 신호) 및 상기 곱셈기316의 출력(Q채널신호)와 정해진 PN코드를 곱해 복소확산하여 출력한다. 여파기318은 상기 복소확산기317의 출력을 기저대역 여파하여 출력한다. 이렇게 여파된 신호는 주파수 상향 조정되어 라디오 주파수 신호로 변환되어 기지국으로 송신되어진다.

상기한 설명에서 상기 DRC 월시커버 인덱스는 3Bit로 8개의 전송 가능한 섹터의 활성화 기지국 집합(Active set)중 채널 상태가 가장 좋은 한 섹터의 인덱스를 지정한다. 상기 DRC 심볼 4Bit은 순방향 링크의 전송 가능한 14개의 순방향 데이터율을 지정한다. 하기 표 2는 4Bit의 DRC 심볼과 순방향 데이터율과의 맵핑을 보여준다. 기존 HDR 방식에서는 순방향 전력제어가 요구되지 않으므로, 즉 이동국이 역방향으로 순방향 전력제어 비트를 보낼 필요가 없으므로 IS-2000 1X과 같이 역방향 PCB 정보가 없다.

[표 2]

DRC value	Rate (kbps)	DRC value	Rate (kbps)
0x0	null rate	0x8	921.6
0x1	38.4	0x9	1228.8
0x2	76.8	0xa	1843.2
0x3	102.4	0xb	2457.6
0x4	153.6 (short)	0xc	Invalid
0x5	204.8	0xd	153.6 (long)
0x6	307.2 (short)	0xe	307.2 (long)
0x7	614.4	0xf	Invalid

도 4는 HDR 역방향 링크에서 RRI(Reverse Rate Indicator)채널, 파일롯채널 및 DRC채널의 천공패턴을 도시하고 있다. 상기 PRI(Reverse Rate Indicator) 채널은 역방향 트래픽 채널의 데이터 전송율을 전달하는 채널이다. DRC 채널로 전송되는 DRC심볼은 데이터 전송율에 따라 (8,4,4) 양직교 부호어의 각 부호어와 1대 1로 대응한다. 블록 인코딩을 거쳐 만들어진 8비트 DRC심볼의 각 비트는 한번씩 반복되고 길이 2인 직교부호에 의해 확산된후, 섹터를 표시하는 3비트 월커커버에 의해 다시 확산된다. 그리고, 다시 길이 4인 월시 부호로 확산된 DRC심볼은 총 512칩이 되고, 이는 다시 한번 반복되어 DRC채널의 슬롯에 할당된 1024칩을 모두 채우게 된다. DRC칩은 64칩씩 16개의 TDM(Time division Mutilpexing) 슬롯으로 나뉘어 도 4과 같이 천공되어 파일롯 및 RRI 채널과 함께 시분할 다중 전송되어진다.

상기 HDR 시스템은 음성 서비스를 지원하지 않으므로 이동국이 음성 서비스를 제공받고자 하는 경우 IS-2000 시스템 주파수 대역으로 옮겨 음성 서비스를 제공받아야 한다. 즉, HDR 시스템을 지원하기 위해서는 별개의 주파수 대역이 요구되므로, 기지국은 별개의 주파수 대역을 지원하기 위해서, 별개의 주파수 할당 및 선형 증폭기의 용량을 증가시켜야 한다는 단점을 가지고 있다. 도 5는 HDR과 IS-2000 시스템이 다른 주파수 대역을 사용하고 패켓 데이터만을 수신하는 경우에는 HDR 주파수 대역에서 수신하고 음성 채널을 수신하는 경우는 IS-2000 주파수 대역으로 캐리어 주파수를 천이시키는 과정을 설명하는 도면이다.

즉, 상기한 바와 같이, IS-2000 시스템은 음성 서비스 중심으로 고속 데이터를 전송하기에 문제점이 있고 HDR은 고속 패켓 데이터 전송만을 지원하므로 음성서비스를 지원하려면 다른 주파수 대역을 요구하는 문제점이 있다. HDR 방식에 순방향 음성 서비스를 가능하게 하는 구조로 변경하면 동일한 주파수 대역에서 음성 채널과 고속 패켓 데이터 서비스를 동시에 지원할 수 있다. 그러나 순방향 음성 채널의 정상적인 통화품질을 유지하기 위해서는 순방향 전력제어가 요구되어진다. 그러나 현재 HDR은 순방향 음성 서비스를 지원하지 않기에 순방향 전력제어와 관련한 기술이 없는 실정이다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

따라서 본 발명의 목적은 고속데이터 전송을 위한 이동통신시스템에서 고속 데이터 서비스 외에 음성 서비스도 함께 지원하고, 이에 따른 순방향 전력제어를 효과적으로 수행하기 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 다른 목적은 고속데이터 전송을 위해 제안된 HDR 시스템에서 음성 서비스도 함께 지원하고, 이에 따른 순방향 전력제어를 효과적으로 수행하기 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 고속데이터 전송을 위해 제안된 HDR시스템에서 이동국으로부터 수신되는 데이터율제어에 대한 정보를 가지고 순방향 전력제어를 수행하기 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.

상기 목적들을 달성하기 위한, 기지국 장치가, 특정 이동국으로부터 역방향 DRC채널을 통해 수신되는 DRC정보를 수신하는 채널 수신기와, 상기 채널 수신기로부터의 상기 DRC정보를 가지고 상기 특정 이동국에 제공할 순방향 데이터율을 결정하는 DRC검출기와, 상기 채널 수신기로부터의 상기 DRC정보를 가지고 상기 특정 이동국에서 요구하는 음성채널에 대한 수신전력을 계산하고, 최대 가능한 음성채널의 송신전력을 고려하여 상기 특정 이동국에 대한 순방향 송신전력을 제어하는 순방향 전력제어기를 포함하는 것을 특징으로 한다.

발명의 구성 및 작용

이하 본 발명의 바람직한 실시예를 첨부된 도면의 참조와 함께 상세히 설명한다. 한편, 본 발명을 설명함에 있어서, 관련된 공지기능 혹은 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단된 경우 그 상세한 설명은 생략한다.

도 6은 본 발명의 실시 예에 따는 음성서비스와 고속 데이터서비스를 동시에 지원하는 기지국 송신기의 구조를 도시하고 있다. 상기 도 6은 IS-2000과는 호환성이 없는 구조로서, HDR 방식에서 일정 전력과 일정 채널을 음성 채널에 할당하여 고속 데이터 채널과 동시에 지원하는 기지국 송신기를 보여준다.

곱셈기 601은 파일롯채널 데이터(all '0's)와 정해진 직교부호(W0)를 곱해 직교확산하여 파일롯채널 신호를 출력한다.

음성트래픽 채널을 설명하면, 테일비트 생성기 602는 음성트래픽 채널데이터와 입력하여 상기 데이터에 대응하는 오류정정비트(CRC) 및 테일비트를 생성하여 상기 데이터 말미에 첨부하여 출력한다. 부호기 603은 상기 테일비트 생성기 602의 출력 데이터를 부호화하여 부호화 심볼 데이터를 출력한다. 상기 부호기 603은 길쌈 부호기 등을 사용한다. 천공패턴기 604는 상기 부호기 603의 출력 데이터를 주어진 패턴에 의해 천공 및 반복하여 출력한다. 인터리버 605는 상기 천공패턴기 604의 출력을 인터리빙하여 출력한다. 변조기 606은 상기 천공패턴기 604의 출력을 QPSK()변조하여 I 및 Q신호를 출력한다. 직교확산기 607은 상기 변조기 606의 출력과 주어진 직교부호를 곱해 직교확산하여 출력한다. 이득조정기 608은 상위 제어부로부터 음성트래픽에 대한 이득제어신호를 입력하며, 상기 직교확산기 607로부터의 출력을 상기 이득제어신호에 의해 이득조정하여 음성트래픽채널 신호를 출력한다.

데이터트래픽 채널을 설명하면, 부호기 609는 데이터트래픽 채널데이터를 부호화하여 출력한다. 변조기 610은 상기 부호기 609의 출력을 QPSK 변조하여 I 및 Q 신호를 출력한다. 인터리버 611은 상기 변조기 610의 출력을 인터리빙하여 출력한다. 천공패턴기 612는 상기 인터리버 611의 출력을 주어진 패턴에 의해 천공 및 반복하여 출력한다. 역다중화기 613은 상기 천공패턴기 612로부터의 출력을 역다중화하여(혹은 병렬변환하여) 출력한다. 직교확산기 614는 상기 역다중화기 613의 출력과 주어진 길이 16의 직교부호를 곱해 직교확산하여 출력한다. 이득조정기 615는 상기 직교확산기 614의 출력을 이득조정하여 데이터트래픽채널 신호를 출력한다. 여기서, 통상 상기 데이터트래픽채널은 전체 송신전력에서 음성트래픽채널의 송신전력을 감한 나머지 전력을 모두 사용할수 있도록 이득 조정되어진다. 반복기 616은 프리앰블 데이터를 소정횟수 반복하여 출력한다. 곱셈기 617은 상기 반복기 616의 출력과 주어진 직교부호를 곱해 직교확산하여 프리앰블신호를 출력한다. 여기서, 상기 프리앰블 신호는 주기 16인 데이터 채널의 월시부호를 주기 32인 월시부호로 확장해서 사용하므로서 사용자 구분을 하며(이와 같이 하면 데이터 채널 사용자수는 데이터 월시채널의 두배가 된다) 순방향 데이터율에 따라 프리앰블의 길이는 다르게 한다.

MAC채널을 설명하면, 곱셈기 619는 순방향동작비트(Forward Activity Bit:이하 " FAB" 라 칭함)와 정해진 직교부호(W1)를 곱해 직교확산하여 출력한다. 이득조정기 618은 역방향 전력제어비트(Reverse Power Control: 이하 " RPC" 라 칭함)와 주기 32인 월시부호를 곱해 직교확산하여 출력한다. 상기 역방향 전력제어비트는 주기 16인 데이터 채널의 월시부호를 주기 32인 월시부호로 확장해서 사용자 구분하여 특정 사용자에게 전송한다. 곱셈기 621은 역방향동

작비트(Reverse Activity Bit:이하 " RAB" 라 칭함)와 정해진 직교부호를 곱해 직교확산하여 출력한다. 가산기 622는 상기 곱셈기 619, 620 및 621의 출력을 가산하여 출력한다. 반복기 623은 상기 가산기 622의 출력을 소정횟수 반복하여 출력한다.

다중화기 624는 이득조정기 615로부터의 데이터트래픽 채널신호, 상기 곱셈기 617로부터의 프리앰블 신호 및 상기 반복기 623으로부터의 MAC채널 신호를 시간분할 다중화하여 출력한다. 가산기 625는 상기 이득조정기 608로부터의 음성트래픽채널 신호와 상기 다중화기 625로부터의 출력신호를 가산하여 하나의 I 및 Q채널 신호를 만들어 출력한다. 다중화기 626은 상기 곱셈기 601로부터의 파일롯채널 신호와 상기 가산기 625로부터의 출력신호를 시간분할 다중화하여 출력한다. 복소확산기(complex spreading) 627은 상기 다중화기 626의 출력신호와 정해진 PN코드를 곱해 복소확산하여 출력한다. 여파기 628은 상기 복소확산기 627의 출력신호를 기저대역 여파하여 출력한다.

상기와 같은 기지국 구조는 IS-2000시스템과 호환성이 없는 구조이다. 여기서 음성트래픽 정보는 1.5kbps 9.6kbps이며, 상기 QPSK 변조후 심볼율이 19.2kbps이므로, 64주기의 월시부호와 PN코드로 확산하여 최종 칩율을 1.2888Mbps로 만들어 전송하게 된다. 데이터트래픽 채널은 음성트래픽 채널의 송신 전력과 월시부호의 확보로 인해 순방향 데이터 처리량은 기존 HDR 방식보다는 낮아지게 된다. 음성트래픽 채널의 월시부호와 데이터트래픽 채널의 월시부호는 다른 계열을 사용해서 같은 계열의 월시부호의 중복을 피해야 한다. 기존 HDR 방식에서는 데이터 트래픽이 16개 월시 채널로 나뉘었지만 본 발명의 실시 예에서는 음성트래픽 채널을 소정의 월시부호를 할당해야 하므로 데이터트래픽 채널은 16개 미만의 월시 채널로 구분하고, 나머지 월시부호는 주기 64인 음성트래픽 채널용으로 사용된다. 한편, 상기 다중화기(TDM) 624는 데이터트래픽 채널에 프리앰블과 MAC(FAB, RPC, RAB)채널을 시간 분할 다중화로 모아서 전송시킨는 역할을 한다. 상기 MAC 채널은 데이터트래픽 채널의 전력으로 송신하며, FAB와 RAB는 모든 이동국의 공통 채널로써 정해진 월시로 전송하고, RPC는 주기 16인 데이터 채널의 월시를 주기 32인 월시로 확장해서 사용하여 사용자 구분하여 특정 사용자에게 전송된다. 상기 다중화기 626에서 출력되는 물리계층의 채널 수는, 음성트래픽 채널의 수가 M개이고 부호분할다중화된 데이터트래픽 채널의 수가 N개인 경우, M+N개의 물리계층 채널이 순방향 링크로 전송된다.

도 7은 본 발명의 실시 예에 따른 음성트래픽 채널 송신기의 구조를 도시하고 있다. 상기 채널 송신기는 1.5kbps~9.6kbps 데이터율에 따른 채널 구조를 보여준다. 상기 도 7을 참조하면, FQI삽입부 701은 입력되는 음성트래픽 채널데이터에 프레임품질지시자(Frame Quality Indicator: 이하 " FQI" 라 칭함)을 삽입하여 출력한다. 테일생성기 702는 상기 FQI삽입부 701으로부터의 출력 데이터에 테일비트를 첨부하여 출력한다. 부호기 703은 상기 테일생성기 702로부터의 출력을 부호화하여 출력한다. 상기 부호기 703은 터보 부호기(Turbo encoder) 혹은 길쌈부호기(Convolutional encoder)를 사용할수 있다. 심볼반복기 704는 상기 부호기 703으로부터의 출력 부호심볼을 소정횟수 반복하여 출력한다. 심볼천공기 705는 상기 심볼반복기 704의 출력 부호심볼을 소정 패턴에 의해 천공시켜 출력한다. 인터리버 706은 상기 심볼천공기 706의 출력을 블록 인터리빙하여 출력한다. 예를들어, 20ms 프레임의 정보비트수가 24bits라 가정할 때, 6bits의 테일비트가 첨부되는 30bits가 되고, 상기 30bits의 정보비트를 부호화율R = 1/4로 부호화하면 30×4=120[bits]symbols가 된다. 여기서, 반복 팩터(factor)가 8이므로, 심볼반복에 의해 120×8 = 960symbols가 된다. 한편, 천공이 5번마다 이루어지면, 모두 192symbols가 천공되므로, 최종 출력되는 프레임 데이터는 768symbols가 된다. 다시말해, 전송율 38.4kcps(768symbols / 20ms)에 정합되어진다.

이하 기지국이 특정 사용자로부터 파일롯채널과 DRC채널을 수신하여 순방향 전력제어를 수행하는 방안에 대해 설명한다.

도 8은 본 발명의 실시 예에 따른, 특정 사용자로부터의 역방향 신호에서 DRC를 검출하고, 상기 검출된 DRC를 참조하여 순방향 음성트래픽채널의 이득을 제어하기 위한 기지국 수신장치를 도시하고 있다.

상기 도 8을 참조하면, 복소PN 역확산기 801은 수신신호와 PN코드를 곱해 복소 PN역확산하여 출력한다. 파일롯추출기(Pilot Extractor) 802는 상기 복소 PN역확산기 801로부터의 출력과 정해진 직교부호를 곱해 파일롯신호를 추출한다. 채널추정기 803은 상기 파일롯추출기 802로부터의 상기 추출된 파일롯신호를 공액복소수화하여 채널보상용 공액신호를 출력한다. DRC추출기 804는 상기 복소 PN역확산기 801로부터의 출력과 정해진 직교부호를 곱해 DRC신호를 추출한다. 월시커버검출기 805는 상기 DRC추출기 804로부터의 상기 추출된 DRC신호로부터 월시커버를 검출하여 출력한다. 곱셈기 806은 상기 DRC추출기 804로부터의 상기 DRC신호와 상기 월시커버검출기 805로부터의 상기 월시커버를 곱하여 출력한다. 가산기 807은 상기 곱셈기 806으로부터의 출력을 월시부호 단위로 합산하여 출력한다. 곱셈기 808은 상기 가산기 807로부터의 출력과 상기 채널추정기 803으로부터의 공액신호를 곱하여 채널보상된 DRC심볼을 출력한다. 부호어가산기(Code word Summation) 809는 상기 곱셈기 808로부터의 출력을 소정 패턴에 의해 합산하여 출력한다. 복호기(Block decoder) 810은 상기 부호어가산기 809로부터의 출력을 복호하여 DRC정보를 출력한다. 여기서, 상기 복호기는 (8,4,4) 블록 복호기이다. DRC검출기 811은 상기 복호기 810으로부터의 상기 DRC정보를 가지고 매핑테이블을 참조하여 순방향 데이터율(forward data rate)을 결정하여 출력한다. 전력제어기(forward power controller) 812는 상기 복호기 810로부터의 상기 DRC정보를 참조하여 순방향 음성트래픽 채널의 이득을 결정하여 출력한다.

상기 도 8은 이동국이 기지국으로부터의 순방향 신호의 수신세기(Ec/I)를 측정하고, 상기 수신세기에 따른 DRC정보를 기지국에 전송하며, 기지국에서 상기 DRC정보를 추출하여 순방향 데이터율 결정 및 전력제어를 수행하는 기지국 구조를 설명하고 있다. 하지만 이동국이 상기 측정된 수신세기(EC/I)를 그대로 기지국에 전송할수도 있다. 이런 경우, 상기 기지국은 이동국으로부터 수신된 상기 Ec/I 정보를 가지고 데이터율 결정 및 전력제어를 수행한다.

도 9는 상기 상기 도 8에서 수신한 DRC를 이용해서 순방향 음성트래픽 채널의 전력제어를 수행하기 위한 제어절차를 도시하고 있다. 상기 도 9를 참조하면, 상기 전력제어기 812는 9-1단계에서 수신한 DRC를 통해서 하기 표 3과 같은 매핑테이블 이용해서 Ec/I로 변환한다.

[표 3]

Forward Data Rate(kbps)	C/I[Ec/I](dB)
38.4	-14.571
76.8	-11.561
102.4	-10.312
153.6S	-8.551
153.6L	-8.841
204.8	-7.302
307.2S	-5.541
307.2L	-5.831
614.4	-2.530
921.6	-1.249
1228.8	0.000
1843.2	1.761
2457.6	3.010

그리고, 상기 전력제어기 812는 9-3단계에서 상기 Ec/I가 데이터 채널에 대한 이동국 수신 Ec/I이므로 하기 < 수학식 1> 을 통해 음성 채널에 대해 값으로 전환하고, 9-5단계에서 이동국에서 통화 품질을 위해 요구되어지는 수신 Ec/I(VOICE_FPC_SEPT)에 맞추기 위한 음성트래픽 채널의 송신 전력을 하기 < 수학식 2> 을 통해 구한다.

수학식 1

$$rx\_voice_{k}\_Ec/I = data\_Ec/I \times (pre\_voice_{k}\_power / pre\_data\_power)$$

여기서, 상기 rx_voic $_k$_Ec/I는 음성채널에 대한 이동국에서 요구되는 수신 Ec/I이고, 상기 data_Ec/I는 데이터채널에 대한 이동국에서 요구되는 수신 Ec/I이고, pre_voic $_k$_power는 음성채널의 이전 송신전력이고, pre_data_power는 데이터채널의 이전 송신전력을 나타낸다.

수학식 2

$$voice_k\_power = pre\_voice_k\_power \times (VOICE\_FPC\_SEPT / rx\_voice_k\_Ec/I)$$

여기서, voice $_k$_power는 k번째 사용자에 대한 음성채널의 송신전력이고, 상기 VOICE_FPC_SEPT는 이동국이 통신 품질을 유지하기위해 요구되어지는 수신 Ec/I를 나타낸다.

그리고, 상기 전력제어기 812는 9-7단계에서 k번째 사용자를 전력 제어한 송신 전력과 타 사용자 음성트래픽 채널의 송신전력의 합과 가능한 최대 음성 채널 전력(MAX_VOICE_POWER)을 하기 수학식 3과 같이 비교하여, 작다면, 9-11단계에서 상기 갱신된 전력을 제곱근하여 채널 이득으로 변환하여 상기 도 6의 이득조정기 808로 제공하고, 그렇지 않다면 9-9단계에서 송신 전력을 이전 전력으로 송신한다.

수학식 3

$$voice_k\_power + \sum_{i=1, i\neq k}^{M} voice_i\_power < MAX\_voice\_power$$

상기 도 9의 과정에 대한 일 예를 설명하면 다음과 같다.

pre_voice $_k$_power=0.01, pre_data_power=0.5, VOICE_FPC_SEPT=-14dB,

현재슬롯에서 DRC= 1228.8kbps라고 가정하면,

rx_voice $_k$_Ec/I=1/50 * exp(0.1*0)=0.02,

voice $_k$_power=0.01*exp(-14*0.1)/rx_voice $_k$_C/I=0.02 이다.

다음 슬롯에서 DRC= 614.4kbps라 가정하면,

rx_voice $_k$_Ec/I=0.02/0.5*exp(0.1*-2.530)=0.02234

voice $_k$_power=0.02*exp(-14*0.1)/rx_voice $_k$_Ec/I=0.03564 이 된다.

도 10은 상기 상기 도 8에서 수신한 DRC를 이용해서 순방향 음성트래픽 채널의 전력제어를 수행하기 위한 제어절차를 도시하고 있다. 상기 도 10을 참조하면, 상기 전력제어기 812는 10-1단계에서 이동국으로부터 수신된 Ec/I가 데이터 채널의 송신 전력에 대한 수신 측정값이므로 하기 수학식 4를 통해 음성 채널에 대한 Ec/I로 변환하고, 10-3단계에서 이동국에서 통화 품질을 위해 요구되어지는 수신 Ec/I (VOICE_FPC_SEPT)에 맞추기 위한 음성트래픽 채널의 송신 전력을 상기 수학식 2를 통해 구한다.

수학식 4

$$rx\_voice_k\_Ec/I = Ec/I \times (pre\_voice_k\_power / total\_power)$$

그리고, 상기 전력제어기 812는 10-5단계에서 k번째 사용자를 전력제어한 송신 전력과 타 사용자 음성 채널의 전력의 합과 가능한 최대 음성 채널 전력(MAX_VOICE_POWER)을 비교하고, 작다면 10-7단계에서 상기 갱신된 전력을 채널 이득으로 변환하여 상기 도 6의 이득조정기 808로 제공하고, 그렇지 않다면 10-9단계에서 송신 전력을 이전 전력으로 송신한다.

상기 도 10의 과정에 대한 일 예를 설명하면 다음과 같다.

$pre\_voice_k\_power = 0.01, pre\_data\_power = 0.5$, VOICE_FPC_SEPT = -14dB

현재 슬롯에서 Ec/I = 0 dB라 하면,

$rx\_voice_k\_Ec/I = 0.01/0.5*\exp(0.1*0) = 0.02$,

$voice_k\_power = 0.01*\exp(-14*0.1)/rx\_voice_k\_Ec/I = 0.02$ 이다.

다음 슬롯에서 Ec/I = -1.2 dB라 하면,

$rx\_voice_k\_Ec/I = 0.02/0.5*\exp(0.1*-1.2) = 0.03034$

$voice_k\_power = 0.02*\exp(-14*0.1)/rx\_voice_k\_Ec/I = 0.0624$ 이 된다.

도 11은 본 발명의 실시 예에 따른, C/I과 차등C/I를 발생시키기 위한 이동국 장치를 도시하고 있다.

상기 도 11을 참조하면, 복소 PN역확산기 1101은 수신신호와 PN코드를 곱해 PN역확산하여 출력한다. 파일롯추출기 1102는 상기 PN역확산된 신호에서 파일롯 신호를 추출하여 출력한다. 제곱기1103 및 계산기1104는 상기 파일롯추출기 1102로부터의 상기 파일롯신호를 가지고 칩 전력을 구하고, 평균하여 파일롯 구간의 모든 수신 신호의 전력(Io)을 구해 출력한다. 계산기 1105 및 제곱기 1106은 상기 파일롯추출기 1105로부터의 상기 파일롯신호를 평균하여 전력을 구해 원하는 신호의 칩전력(C)를 구하여 출력한다. 간섭계산기 1107은 상기 구해진 수신신호의 전력(Io)에서 상기 원하는 신호의 전력(C)를 감하여 잡음 간섭전력(I)을 구한다. C/I계산기 1108은 상기 원하는 신호의 전력(C를) 상기 구해진 잡음 간섭전력(I)로 나누어 신호대간섭비(C/I)를 구하여 출력한다. 변환기 1112은 상기 C/I계산기1108로부터의 전체 송신 전력에 대한 C/I를 데이터 채널에 대한 Ec/I로 변환하여 출력한다. 매핑기1113은 측정된 데이터 채널에 대한 상기 Ec/I를 가지고 하기 표 4로부터 4Bit C/I정보로 맵핑하여 출력한다. 지연기1109는 상기 C/I계산기1108로부터의 상기 신호대간섭비(C/I)를 한슬롯구간동안 보유하고 있다가 다음 슬롯구간에서 차등 C/I계산기1110으로 제공한다. 상기 차등 C/I계산기 1110은 현재 슬롯에서의 C/I와 이전 슬롯의 C/I의 비를 계산하여 출력한다. 매핑기1111은 상기 C/I비를 가지고 하기 표 5를 참조하여 4Bit C/I정보로 매핑하여 출력한다.

[표 4]

C/I 정보 4비트	C/I[Ec/I](Db)
0000	-16.5
0001	-15
0010	-13.5
0011	-12
0100	-10.5
0101	-9.0
0110	-7.5
0111	-6.0
0111	-4.5
1000	-3.0
1001	-1.5
1011	0.0
1100	1.5
1101	3.0
1110	4.5
1111	6

[표 5]

차등 C/I정보 4비트	차등 C/I(dB)
0000	-3.5
0001	-3.0
0010	-2.5
0011	-2.0
0100	-1.5
0101	-1.0
0110	-0.5
0111	0.0
1000	0.5
1001	1.0
1010	1.5
1011	2.0
1100	2.5
1101	3.0
1110	3.5
1111	4.0

여기서, 상기 차등 C/I가 -3.5dB보다 작을 경우 상기 차등 C/I는 3.5dB로 간주하고, 차등 C/I가 4dB보다 클 경우는 4.0dB로 간주한다.

도 12는 본 발명의 실시 예에 따른 기지국과 이동국이 C/I(Ec/I)를 이용해서 DRC를 얻는 절차를 도시하고 있다. 이동국이 C/I(Ec/I)를 보고하는 경우, 이동국은 기지국이 어떤 데이터율로 전송할 지를 모르므로 이동국은 기지국과 동일하게 C/I(Ec/I)로 DRC을 얻어내야 한다. 상기 도 12를 참조하면, 12-1단계에서 이동국은 C/I(Ec/I)를 보고하면서 갱신하고 기지국은 C/I(Ec/I)를 수신하면 갱신한다. 그리고, 12-3단계에서 이동국(혹은 기지국)은 상기 표 3과 같은 매핑 테이블을 참조하여 C/I(Ec/I)에 해당하는 DRC를 검색하고, 12-3단계에서 새롭게 얻은 DRC를 갱신한다.

도 13은 본 발명의 실시 예에 따른 이동국이 주기적으로 DRC 4비트를 생성하고 그 사이에 데이터 차등 C/I 4비트를 생성하는 이동국 장치를 도시하고 있다. 상기 이동국 장치는 상기 도 11에서 설명한 이동국 장치와 동일하나, 측정된 데이터 채널에 대한 Ec/I를 매핑하는 정보가 다르다. 상기 도 11의 경우는, 매핑기 1113이 측정된 Ec/I를 상기 표 4와 같은 매핑테이블을 이용해 C/I정보로 매핑하지만, 상기 13의 매핑기 1313는 상기 표 3과 같은 매핑테이블을 이용해 상기 측정된 Ec/I를 4bit DRC정보로 매핑하여 출력한다.

도 14는 본 발명의 실시 예에 따른, 이동국이 600/DRC_DIFF_RESET(Hz) 단위의 주기로 상기 매핑기 1113 혹은 1313에서 출력되는 DRC(혹은 Ec/I) 4비트를 전송하고 그 사이에 매핑기 1111 혹은 1311에서 출력되는 차등 C/I 정보 4비트를 전송하는 송신장치를 도시하고 있다. 상기 도 14의 이동국 송신장치는 상기 도 3의 송신장치와 거의 유사하며, 단지 DRC 송신에서 차이점을 보여준다. 상기 DRC 송신을 살펴보면, 스위치 319는 상기 제1매핑기 1111(혹은 1311) 및 상기 제2매핑기 1113(1313)과 부호기 305 사이에 연결되며, 상위 제어부(도시하지 않음)의 제어신호에 의해, 600/DRC_DIFF_RESET(Hz) 단위의 주기로 상기 매핑기 1113(혹은 1313)에서 출력되는 DRC(혹은 Ec/I) 4비트를 상기 부호기 305로 제공하고, 그 사이에 매핑기 1111(혹은 1311)에서 출력되는 차등 C/I 정보 4비트를 상기 부호기 305로 제공한다. 상기 부호기 305 이후의 동작은 상기 도 3과 동일하므로 생략한다.

도 15는 상기 도 14에 대한 기지국 수신장치를 도시하고 있다. 상기 기지국 수신장치는 상기 도 8의 구성과 거의 유사하며, 단지 DRC(Ec/I)와 차등 C/I를 수신하여 순방향 데이터율 결정과 순방향 전력제어한다는 점에서 차이점을 보여준다. 스위치 813은 상기 복호기 810과 DRC검출기 및 전력제어기 812 사이에 연결되며, 상위 제어기의 제어하에 600/DRC_DIFF_RESET (Hz) 단위의 주기로 스위칭되어 수신된 DRC(혹은 Ec/I) 정보 및 차등 C/I정보를 상기 DRC검출기 811 및 전력제어기812로 제공한다. 상기 DRC검출기 811은 상기 스위치 813으로부터 전달된 DRC(혹은 Ec/I) 정보n 및 차등 C/I정보를 가지고 순방향 데이터 전송율을 결정하고, 상기 전력제어기 812는 음성트래픽채널의 이득을 결정한다.

도 16은 본 발명의 실시 예에 따른, 기지국이 수신한 DRC(Ec/I) 4비트와 차등 C/I 4비트를 통해서 순방향 전력을 제어하는 절차를 도시하고 있다.

상기 도 16을 참조하면, 상기 전력제어기 812는 16-1단계에서 DRC(C/I) 4비트가 입력되는 주기인지를 판단하여 DRC 4비트가 입력되면 16-11단계로 진행하여 상술한 도 9(혹은 도 10)과 같이 동작을 수행하고, 그렇지 않다면 16-3단계로 진행하여 상기 표 4에서 차등 C/I 4비트에 해당하는 차등 전력을 구한다. 그리고, 상기 전력제어기 812는 16-5단계에서 이전 슬롯에서 추정한 음성채널 송신전력(rx_voic$_k$_Ec/I)과 차등 C/I 정보에 따른 상기 차등 전력(diffk_power)을 곱하여 현재의 음성채널 송신전력(rx_voic $_k$_Ec/I)을 계산한다. 그리고 전력제어기 812는 16-7단계에서 이동국이 통화 품질을 유지하기 위해 요구되는 수신젼력 Ec/I(VOICE_FPC_SEPT)을 얻기 위해서 이전 슬롯의 송신 전력에 비해 얼마의 값을 증가시켜 주어야하는 지를 계산한다. 이후 전력제어기 812는 16-9단계에서 k번째 음성트래픽 채널의 전력 제어를 한 경우, k번째 음성트래픽 채널 전력과 타 사용자의 음성트래픽 채널의 전력 합과 최대 송신 전력과 비교한다. 여기서, 상기 최대 송신 전력보다 작은 경우에는 16-11단계에서 갱신된 음성 채널의 전력을 송신하도록 결정하고, 그렇지 않은 경우에는 16-13단계에서 이전 송신 전력으로 송신하도록 결정한다. 그리고 전력제어기 812는 16-15단계에서 상기 결정된 음성채널의 송신전력에 따른 이득을 계산하여 음성트래픽 채널의 이득을 제어한다.

상기 도 16의 과정에 대한 일 예를 설명하면 다음과 같다.

pre_voice $_k$_power=0.01, VOICE_FPC_SEPT=-14dB

현재 슬롯에서 diff C/I= 3.0dB 라 가정하면,

rx_voice $_k$_Ec/I=0.01 * exp(0.1*3)=0.02,

$voice_k$_power=0.01*exp(-14*0.1)/rx_$voice_k$_Ec/I=0.02 이다.

다음 슬롯에서 diff C/I= - 3dB라 가정하면,

rx_$voice_k$_Ec/I=0.02*exp(0.1*-3)=0.01

$voice_k$_power=0.02*exp(-14*0.1)/rx_$voice_k$_Ec/I=0.08이 된다.

도 17은 본 발명의 실시 예에 따른, DRC(Ec/I) 4Bit을 주기적으로 전송하고 그 사이에 데이터율을 유지해야할지(00), 데이터율을 한 단계 내려야할 지(01)와 데이터율을 한 단계 올려야할 지(10) 정보를 갖는 2bit, 혹은 도 14에서 사용된 차등 C/I 4비트 대신에 차등 C/I 2비트를 전송하는 이동국 송신기를 도시하고 있다. 차등 C/I 2비트를 전송하는 경우는 송신단은 하기 표 6를 사용하여 차등 C/I를 전송하고, 수신단은 차등 C/I 정보가 2비트라는 것을 제외하면 상기 도 15 및 도 16과 동일하게 동작한다.

[표 6]

차등 C/I 정보 2비트	차등 C/I(dB)
00	-2.0
01	-1.0
10	1.0
11	2.0

도 18은 본 발명의 실시 예에 따른, DRC(Ec/I) 4비트를 주기적으로 수신하고 그 사이에 차등 DRC에 관한 정보 2비트를 수신하는 경우에 데이터 채널에 대한 데이터율을 검출하고 음성 채널에 대한 채널 이득을 구하는 상기 도 17의 대응하는 기지국 수신장치를 도시하고 있다. 스위치 821은 DRC(Ec/I) 4비트와 차등 DRC 2비트의 변조 방법이 다르므로, 복조하기 전에 600/DRC_DIFF_RESET(Hz)단위로 스위칭되어 각 정보를 해당되는 부호어가산기로 제공하는 역할을 수행한다. 따라서, DRC 검출기 811과 순방향 전력제어기 823에 DRC(Ec/I)정보 4비트와 차등 DRC 정보 2비트가 제공되어진다.

도 19는 본 발명의 실시 예에 따른 상기 도 18의 기지국 수신장치가 수신한 주기적 DRC(C/I) 4비트와 차등 DRC 2비트를 이용해서 순방향 전력을 제어하는 절차를 도시하고 있다. 상기 도 19를 참조하면, 전력제어기 823은 19-1단계에서 주기적 DRC(C/I)인지를 결정하여 주기적 DRC(C/I) 4비트이면, 19-1단계에서 slotIndex를 0으로 설정하고, 상기 도 9와 도 10과 같은 동작을 수행한다. 그리고 19-2단계에서 이전 DRC 값이 16진수로 표현할 때 0xb보다 큰 경우에는 미설정된 값이나 긴 패킷에 대한 값이므로 순방향 전력제어를 적용하는데 어려움이 있고, 차등 DRC 2비트 정보가 00인 경우 채널 상태에 대한 정보가 없으므로 순방향 전력를 적용하는데 어려움이 있으므로, 수신된 DRC 관련정보가 상기한 두 가지 경우에 해당하는지를 검사하여 해당하는 경우 상기 19-1단계로 되돌아간다. 한편, 전력제어기 823은 19-3단계에서 수신된 차등 DRC 2비트의 값에 따라 데이터율을 유지해야할 지(00), 데이터율을 한 단계 내려야할 지(01)와 데이터율을 한 단계 올려야할 지(10)를 결정하여 표 2로부터 이전 DRC 값에 의해 현재 DRC값을 예측하고, 표 3으로부터 예측된 DRC값에 해당하는 데이터에 해당하는 C/I값을 구한다. 그리고, 19-5단계에서 데이터채널 Ec/I를 음성채널 Ec/I로 변환한다. 한편, 상기 전력제어기 823은 19-7단계에서 이전 슬롯의 전력을 가지고 음성 채널의 통화 품질을 위해 요구되어지는 전력 VOICE_FPC_SEPT을 만족하기 위하여 이동국에서 현재 요구되어지는 음성채널의 전력을 구한다. 이후, 19-9에서 k번째 음성 채널의 전력을 올리는 경우 갱신된 전력이 가능한 최대 음성 채널 전력보다 작은지를 비교한다. 만약, 상기 가능한 최대 음성 채널의 송신전력보다 크다면 9-13단계에서 이전 송신 전력을 동일하게 할당하고, 작다면 19-15단계에서 갱신된 전력을 이용해서 음성 트래픽 채널의 이득값을 구한다.

상기 도 16의 과정에 대한 일 예를 설명하면 다음과 같다.

pre_voice $_k$_power=0.01,data_power=0.5, VOICE_FPC_SEPT=-14dB

pre_DRC_value = 0x9 (1228.8kbps from Table 2)

현재 슬롯에서 diff. DRC info = 10라 하면,

data_DRC = 0x9+1=0xa(1843.2kbps from Table2)

data_Ec/I=1.761dB from Table 3,

rx_voice $_k$_Ec/I=exp(0.1*data_Ec/I)*pre_voice $_k$_power/data_power =0.03,

voice$_k$_power=pre_voice $_k$_power*exp(0.1*VOICE_FPC_SEPT)/rx_voice $_k$_Ec/I

=0.01333 이 된다.

다음 슬롯에서 diff DRC info = 01 라 하면,

data_DRC = 0xa-1=0x9(1228.8kbps from Table2)

data_Ec/I=0dB from Table 3,

rx_voice $_k$_C/I=exp(0.1*data_Ec/I)*pre_voice $_k$_power/data_power =0.02667,

voice$_k$_power=pre_voice $_k$_power*exp(0.1*VOICE_FPC_SEPT)/rx_voice $_k$_Ec/I

=0.02 이 된다.

도 20은 본 발명의 실시 예에 따른, 주기적으로 DRC(Ec/I) 4비트 정보를 보내고 그 사이에 차등 DRC(C/I) 2비트 정보를 상기 도 17과 송신하며, 차등 DRC(C/I) 2비트를 보내고 남는 2비트는 순방향 전력제어 정보를 송신하여 이동국 장치를 도시하고 있다. 차등 DRC(C/I) 2비트 정보는 2번 반복하고 순방향 전력제어 정보 2비트는 4번 반복하여 다중화기 334를 통해 다중화하여 전송한다. 주기적 DRC(Ec/I) 4비트 정보와 다중화된 차등 DRC(C/I) 2비트/순방향 전력제어 2비트는 스위치 335를 통해 600/DRC_DIFF_RESET(Hz)단위로 곱셈기 307로 스위칭된다.

도 21은 본 발명의 실시 예에 따른, k 번째 사용자가 송신한 주기적 DRC(C/I) 4비트 정보와 다중화된 차등 DRC(C/I) 2비트 정보와 순방향 전력제어정보 2비트를 이용해서 기지국이 순방향 전력제어와 순방향 데이터율을 결정하는 상기 도 20에 대응하는 기지국 수신장치를 도시하고 있다. 스위치 830은 주기적 DRC(C/I) 4비트 정보와 다중화된 차등 DRC(C/I) 2비트 정보와 순방향 전력제어정보 2비트를 해당 복호기로 전달하기 위해 600/DRC_DIFF_RESET(Hz) 단위로 스위칭한다. 차등 DRC(C/I) 2비트 정보는 FACTOR=2에 의해 심볼 합산이 되고 월시 복조를 통해 원래 정보로 복원된다. FPCB 2비트 정보는 FACTOR=4에 의해 심볼 합산되어져서 얻어진다. 주기적 DRC(C/I) 4비트 정보와 차등 DRC(C/I) 2비트를 입력받아서 DRC 검출기811은 DRC를 검출하여 순방향 데이터율을 결정한다. 그리고, 순방향 전력제어기835는 순방향 전력제어 2비트 정보를 입력받아서 순방향 전력제어를 수행한다.

도 22는 본 발명의 실시 예에 따른 상기 도 21의 기지국 수신장치가 수신한 주기적 DRC(C/I) 4비트와 다중화된 차등 DRC 2비트와 순방향 전력제어정보 2비트를 이용해서 순방향 전력을 제어하는 절차를 도시하고 있다. 상기 도 22를 참조하면, 전력제어기 835는 22-1단계에서 주기적인 DRC(C/I) 4비트 정보인지를 판단하여, 주기적인 정보인 경우 22-7단계에서 slotIndex를 '0'으로 설정하고, 상기 도 9와 도 10과 같은 동작을 수행한다. 한편, 상기 전력제어기 835는 22-3단계에서 slotIndex를 '1'만큼 증가하고, 22-5단계에서 순방향 전력제어 정보가 입력되는 경우에는 이전 슬롯 전력에 전력 제어 비트에 따라 슬롯의 송신 전력을 하기 수학식 5를 통해 구한다.

수학식 5

$$voice_k\_power = \exp(0.1 \times pc\_step \times FPCB_k) \times pre\_voice_k\_power$$

그리고, 22-9단계에서 k번째 사용자의 전력을 올리는 경우 가능한 최대 음성트래픽 채널의 송신전력보다 작은지를 검사하여, 작은 경우에는 22-13단계로 진행하여 음성 채널 이득을 구하고, 큰 경우에는 22-11단계로 진행하여 이전 전력으로 음성 채널 이득을 구한다.

상기 도 22의 과정에 대한 일 예를 설명하면 다음과 같다.

pre_voice $_k$_power=0.01, data_power=0.5, VOICE_FPC_SEPT=-14dB

현재 슬롯에서 FPCB info = 1. pc_step=0.5

voice$_k$_power=exp(0.1*0.5*FPCB)*pre_voice $_k$_power = 0.01122,

다음 슬롯에서 FPCB info = -1, pc_step=0.5

voice$_k$_power=exp(0.1*0.5*FPCB)*pre_voice $_k$_power = 0.01

도 23은 본 발명의 다른 실시 예에 따른, IS-2000과 호환성이 있는 기지국 송신장치를 도시하고 있다. 상기 도 6에서 설명한 기지국 송신장치와 다른점은 음성 채널의 호환성을 위해서 IS-2000에서 사용되어진 공통 채널(파일롯 채널, 동기 채널, 호출 채널, 공통 제어 채널등)이 부호다중화 방식으로 할당되었고, 버스트 파일롯 심볼(Burst pilot)은 데이터 채널에만 할당된다. 따라서, 상기 도 6의 경우 이동국이 측정하는 파일롯은 전체 송신 신호에 대한 Ec/I(C/I)가 되지만, 도 23의 경우는 데이터 채널의 버스트 파일롯과 IS-2000 파일롯에 대한 Ec/I로 구분될 수 있다. 따라서, 상기 도 23을 상기한 실시 예들에 적용할 경우, C/I를 데이터 채널의 파일롯과 IS-2000 파일롯 Ec/I로 전환하여 이해하면 된다.

도 24은 본 발명의 실시 예에 따른, 파일롯 채널이 코드 다중화로 할당되고 분산 파일롯 심볼이 데이터 채널에 할당되는 IS-2000과 호환성이 있는 상기 도 23과 같은 기지국 송신장치에서 송신된 신호를 수신하여 데이터 채널의 수신 전력대 간섭비를 구하는 수신장치를 도시하고 있다. 분산 파일롯 구간을 축출해서 칩단위로 전력을 구하는 방식으로 전체 칩 수신 전력을 구하고, 역확산한 후에 심볼 단위로 전력을 구하여 데이터 구간의 파일롯 심볼과 공통 채널의 파일롯의 전력을 구한다. C/I계산기 2413은 데이터 구간의 파일롯 심볼 전력 대 간섭비를 구하여 출력하고, 매핑기 2413은 상기 구해진 파일롯 심볼 전력 대 간섭비를 가지고 상기 표 3과 같은 매핑테이블을 참조하여 DRC정보를 획득하여 출력한다. 차등 C/I계산기 2410은 이전 슬롯 의 파일롯 신호대 간섭비와 현재 슬롯의 파일롯 전력대 간섭비를 구하고, 매핑기 2411은 표 5를 참조하여 4비트의 차등 C/I 정보를 획득하여 출력한다.

도 25는 본 발명의 실시 예에 따른 데이터 채널의 수신 전력대 간섭비를 구하는 수신장치를 도시하고 있다. 상기 도 25의 수신장치는 상기 도 24의 수신장치와 거의 모든 구성들이 동일하며, 단지 매핑기 2420이 데이터 채널의 수신 전력대 간섭비를 C/I 4비트 정보로 매핑한다는 점에서 차이가 있다.

도 26는 본 발명의 실시 예에 따른, 파일롯 채널이 코드 다중화로 할당되고 분산 파일롯 심볼이 데이터 채널에 할당되는 IS-2000과 호환성이 있는 상기 도 23과 같은 기지국 장치에서 이동국이 전송한 데이터 Ec/I에 대한 4비트 정보를 이용해서 순방향 전력을 제어하는 절차를 도시하고 있다. 상기 도 26의 절차는 수신 음성 채널의 전력을 구하는 26-1 단계를 제외한 모든 단계가 상기 도 10과 동일하므로 상세 설명은 생략한다. 여기서, 상기 음성 채널의 전력은 하기 수학식 6과 같이 구한다.

수학식 6

$$rx\_voice_k\_Ec/I = Ec/I \times (pre\_voice_k\_power/(data\_power + pilot\_power))$$

발명의 효과

상술한 바와 같이, 고속 데이터 전송 방식인 HDR규격의 시스템이 고속 데이터 채널과 음성 채널을 동시에 지원하는 시스템으로 수정되었을 때 음성 채널의 통화 품질을 유지하기 위해서 순방향 전력제어가 요구되어진다. 본 발명은 기존 HDR 시스템에서 사용되는 DRC를 이용하여 순방향 전력제어를 하거나, DRC 구간에 차등 DRC나 차등 C/I를 전송하여 순방향 전력제어를 하거나, DRC 구간에 순방향 전력제어 비트를 전송하여 전력제어를 하는 방식 등 여러 가지 방안들을 제안하고 있다. 즉, 본 발명은 HDR 시스템에서 음성트래픽 채널의 전력제어를 가능하게 함으로써 HDR의 문제점인 음성 채널을 위한 주파수 대역낭비와 기지국 전력 증폭기의 용량 증대(IS-2000 음성채널 주파수 대역과 HDR 데이터 채널 주파수 대역을 동시에 지원해야 하므로)를 해결할 수 있는 이점이 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

순방향 파일롯채널의 신호를 가지고 전체 신호대간섭비(C/I)를 계산하는 제1계산기와,

상기 전체 신호대간섭비(C/I)를 사용하여 데이터채널의 신호대간섭비(Ec/I)를 계산하고, 상기 계산된 데이터채널의 신호대간섭비에 대응하는 제1 순방향 데이터율제어 정보를 발생하는 제1발생기와,

이전 슬롯에서의 전체 신호대간섭비(C/I)를 저장하는 지연기와,

상기 지연기로부터의 이전 슬롯에서의 전체 신호대간섭비와 상기 제1계산기로부터의 현재 슬롯에서의 전체 신호대간섭비의 비에 따른 차등 신호대간섭비를 계산하고, 상기 계산된 차등 신호대간섭비에 대응하는 제2 순방향 데이터율제어 정보를 발생하는 제1발생기와,

상기 제1 순방향 데이터율제어 정보 및 상기 제2 순방향 데이터율제어 정보를 직교확산하여 발생하는채널발생기를 포함하는 것을 특징으로 하는 이동국 장치.

청구항 2.

제1항에 있어서,

상기 제1 순방향 데이터율제어 정보는 4비트 DRC(data rate control)정보인 것을 특징으로 하는 이동국 장치.

청구항 3.

제1항에 있어서,

상기 제1 순방향 데이터율제어 정보는 4비트 C/I(carrier to interference)정보인 것을 특징으로 하는 이동국 장치.

청구항 4.

제1항에 있어서,

상기 제2 순방향 데이터율제어 정보는 데이터율을 한단계 높여야할지, 유지해야할지 및 한단계 내려야할지를 나타내는 2비트 레이트업다운(RUD) 정보인 것을 특징으로 하는 기지국 장치.

청구항 5.

제1항에 있어서,

상기 제2 순방향 데이터율제어 정보는 2비트 차등 C/I 정보인 것을 특징으로 하는 이동국 장치.

청구항 6.

제1항에 있어서,

상기 제2 순방향 데이터율제어 정보는 4비트 차등 C/I 정보인 것을 특징으로 하는 이동국 장치.

청구항 7.

제1항에 있어서, 상기 채널발생기는,

상기 제1 및 제2 순방향 데이터율제어 정보를 스위칭하는 출력하는 스위치와,

상기 스위치로부터의 상기 제1 순방향 데이터율제어 정보를 블록 인코딩하여 부호어 심볼들을 출력하는 부호기와,

상기 부호기로부터의 상기 부호어 심볼들을 소정횟수 반복하여 출력하는 반복기와,

상기 반복기의 출력과 정해진 월시부호를 곱하여 출력하는 제1 곱셈기와,

상위 제어기로부터의 제어신호에 의해 섹터구분용 월시커버를 발생하는 월시커버발생기와,

상기 제1 곱셈기로부터의 출력과 상기 월시커버를 곱하여 출력하는 제2 곱셈기와,

상기 제2 곱셈기의 출력과 정해진 월시부호를 곱해 직교확산하여 출력하는 곱셈기로 구성되는 것을 특징으로 하는 이동국 장치.

청구항 8.

제1항에 있어서, 상기 채널발생기는,

상기 제1 순방향 데이터율 제어정보를 블록 인코딩하여 부호어 심볼들을 출력하는 부호기와,

상기 부호기로부터의 상기 부호어 심볼들을 소정횟수 반복하여 출력하는 제1 반복기와,

상기 제2 순방향 데이터율 제어정보를 4-ary 직교변조하여 부호어 심볼들을 출력하는 직교변조기와,

상기 직교변조기로부터의 상기 부호어 심볼들을 소정횟수 반복하여 출력을 제2 반복기와,

상기 제1반복기 및 제2 반복기를 스위칭하여 출력하는 스위치와,

상위 제어기의 제어신호에 의해 섹터구분용 월시커버를 발생하는 월시커버발생기와,

상기 스위치로부터의 출력과 정해진 월시부호를 곱하여 출력하는 제1 곱셈기와,

상기 제1 곱셈기로부터의 출력과 상기 월시커버를 곱하여 출력하는 제2 곱셈기와,

상기 제2 곱셈기로부터의 출력과 정해진 월시부호를 곱해 직교확산하여 출력하는 제3 곱셈기를 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 9.

제1항에 있어서, 상기 채널발생기는,

상기 제1 순방향 데이터율제어 정보를 블록 인코딩하여 부호어 심볼들을 출력하는 부호기와,

상기 부호기로부터의 상기 부호어 심볼들을 소정횟수 반복하여 출력하는 제1 반복기와,

상기 제2 순방향 데이터율제어 정보를 4-ary 직교변조하여 부호어 심볼들을 출력하는 직교변조기와,

상기 직교변조기로부터의 상기 부호어 심볼들을 소정횟수 반복하여 출력하는 제2 반복기와,

순방향 전력제어비트를 소정횟수 반복하여 출력하는 제3 반복기와,

상기 제2 및 제3 반복기로부터의 출력을 다중화하여 출력하는 다중화기와,

상기 제1반복기와 상기 다중화기의 출력을 스위칭하는 스위치와,

상기 제어기의 제어신호에 의해 섹터구분용 월시커버를 발생하는 월시커버발생기와,

상기 스위치로부터의 출력과 정해진 월시부호를 곱해 출력하는 제1 곱셈기와,

상기 제1 곱셈기로부터의 출력과 상기 월시커버를 곱해 출력하는 제2 곱셈기와,

상기 제2 곱셈기로부터의 출력과 정해진 월시부호를 곱해 직교확산하여 출력하는 제3 곱셈기를 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 10.

특정 이동국으로부터 역방향 DRC채널을 통해 수신되는 DRC정보를 수신하는 채널 수신기와,

상기 채널 수신기로부터의 상기 DRC정보를 가지고 상기 특정 이동국에 제공할 순방향 데이터율을 결정하는 DRC검출기와,

상기 채널 수신기로부터의 상기 DRC정보를 가지고 상기 특정 이동국에서 요구하는 음성채널에 대한 수신전력을 계산하고, 최대 가능한 음성채널의 송신전력을 고려하여 상기 특정 이동국에 대한 순방향 송신전력을 제어하는 순방향 전력제어기를 포함하는 것을 특징으로 하는 기지국 장치.

청구항 11.

특정 이동국으로부터 역방향 DRC채널을 통해 소정주기로 교대로 수신되는 제1 순방향 데이터율 제어정보 및 제2 순방향 데이터율제어 정보를 채널 수신기와,

상기 제1 및 제2 순방향 데이터율제어 정보를 가지고 상기 특정 이동국에 제공할 순방향 데이터율을 결정하는 DRC검출기와,

상기 제1 및 제2 순방향 데이터율제어 정보를 가지고 상기 특정 이동국에서 요구하는 음성채널에 대한 수신전력을 계산하고, 최대 가능한 음성채널의 송신전력을 고려하여 상기 특정 이동국에 대한 순방향 송신전력을 제어하는 순방향 전력제어기를 포함하는 것을 특징으로 하는 기지국 장치.

청구항 12.

제11항에 있어서,

상기 제1순방향 데이터율 제어정보는 4비트 DRC(data rate control)정보인 것을 특징으로 하는 기지국 장치.

청구항 13.

제11항에 있어서,

상기 제1순방향 데이터율 제어정보는 4비트 C/I 정보인 것을 특징으로 하는 기지국 장치.

청구항 14.

제11항에 있어서,

상기 제2 순방향 데이터율제어 정보는 데이터율을 한단계 높여야할지, 유지해야할지 및 한단계 내려야할지를 나타내는 2비트 레이트업다운(RUD) 정보인 것을 특징으로 하는 기지국 장치.

청구항 15.

제11항에 있어서,

상기 제2 순방향 데이터율제어 정보는 2비트 차등 C/I 정보인 것을 특징으로 하는 기지국 장치.

청구항 16.

제11항에 있어서,

상기 제2 순방향 데이터율제어 정보는 4비트 차등 C/I 정보인 것을 특징으로 하는 기지국 장치.

청구항 17.

특정 이동국으로부터 역방향 DRC채널을 통해 소정주기로 교대로 수신되는 제1 및 제2 순방향 데이터율제어 정보를 수신하는 과정과,

상기 수신된 제1 및 제2 순방향 데이터율제어 정보를 가지고 상기 특정 이동국에 제공할 순방향 데이터율을 결정하는 과정과,

상기 수신된 제1 및 제2 순방향 데이터율제어 정보를 가지고 상기 특정 이동국에서 요구하는 음성채널에 대한 수신전력을 계산하고, 최대 가능한 음성채널의 송신전력을 고려하여 상기 특정 이동국에 대한 순방향 송신전력을 제어는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 기지국 수신방법.

청구항 18.

제17항에 있어서,

상기 제1순방향 데이터율 제어정보는 4비트 DRC(data rate control)정보인 것을 특징으로 하는 기지국 수신방법.

청구항 19.

제18항에 있어서, 상기 전력제어 과정은,

상기 4비트 DRC정보 수신시 상기 DRC정보를 이용하여 상기 특정 이동국에서 요구하는 데이터채널의 수신전력(data_Ec/I)을 획득하는 단계와,

상기 데이터채널의 수신전력과 이전슬롯에서의 음성 및 데이터채널의 송신전력을 가지고 상기 특정 이동국에서 요구하는 음성채널의 수신전력($voice_k$_power)을 구하는 단계와,

상기 구해진 음성채널의 수신전력을 상기 특정 이동국에게 적용할 경우의 전체 음성채널의 송신전력과 최대 가능한 음성채널의 송신전력을 비교하는 단계와,

상기 전체 음성채널의 송신전력이 상기 최대 가능한 음성채널의 송신전력보다 작은 경우 상기 구해진 음성채널의 수신전력으로 음성서비스를 제공하도록 상기 특정 이동국에 할당된 음성채널의 송신전력을 제어하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 기지국 수신방법.

청구항 20.

제19항에 있어서,

상기 데이터채널의 수신전력은 매핑테이블을 통해 획득되어지는 것을 특징으로 하는 기지국 수신방법.

청구항 21.

제20항에 있어서,

상기 전체 음성채널의 송신전력이 상기 최대 가능한 음성채널의 송신전력보다 큰 경우, 상기 이동국에 할당된 음성채널을 상기 이전 음성채널의 송신전력으로 제어하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 기지국 수신방법.

청구항 22.

제17항에 있어서,

상기 제1순방향 데이터율 제어정보는 4비트 C/I 정보인 것을 특징으로 하는 기지국 수신방법.

청구항 23.

제22항에 있어서, 상기 전력제어 과정은,

상기 4비트 C/I 정보 수신시 상기 C/I정보에 해당하는 상기 특정 이동국에서 요구하는 데이터채널의 수신전력과 이전 슬롯에서의 음성 및 데이터채널의 송신전력을 가지고 상기 특정 이동국에서 요구하는 음성채널의 수신전력(voice$_k$_power)을 구하는 단계와,

상기 구해진 음성채널의 수신전력을 상기 특정 이동국에게 적용할 경우의 전체 음성채널의 송신전력과 최대 가능한 음성채널의 송신전력을 비교하는 단계와,

상기 전체 음성채널의 송신전력이 상기 최대 가능한 음성채널의 송신전력보다 작은 경우 상기 구해진 음성채널의 수신전력으로 음성서비스를 제공하도록 상기 특정 이동국에 할당된 음성채널의 송신전력을 제어하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 기지국 수신방법.

청구항 24.

제17항에 있어서,

상기 제2 순방향 데이터율제어 정보는 데이터율을 한단계 높여야할지, 유지해야할지 및 한단계 내려야할지를 나타내는 2비트 레이트업다운(RUD) 정보인 것을 특징으로 하는 기지국 장치.

청구항 25.

제24항에 있어서, 상기 전력제어 과정은,

상기 2비트 레이트업다운 정보 수신시 상기 RUD정보에 의해 상기 특정 이동국에서 요구하는 데이터채널의 DRC정보를 예측하고, 상기 DRC정보를 이용하여 상기 특정 이동국에서 요구하는 데이터채널의 수신전력(data_Ec/I)을 획득하는 단계와,

상기 데이터채널의 수신전력과 이전슬롯에서의 음성 및 데이터채널의 송신전력을 가지고 상기 특정 이동국에서 요구하는 음성채널의 수신전력(voice$_k$_power)을 구하는 단계와,

상기 구해진 음성채널의 수신전력을 상기 특정 이동국에게 적용할 경우의 전체 음성채널의 송신전력과 최대 가능한 음성채널의 송신전력을 비교하는 단계와,

상기 전체 음성채널의 송신전력이 상기 최대 가능한 음성채널의 송신전력보다 작은 경우 상기 구해진 음성채널의 수신전력으로 음성서비스를 제공하도록 상기 특정 이동국에 할당된 음성채널의 송신전력을 제어하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 기지국 수신방법.

청구항 26.

제17항에 있어서,

상기 제2 순방향 데이터율제어 정보는 2비트 차등 C/I 정보인 것을 특징으로 하는 기지국 장치.

청구항 27.

제17항에 있어서,

상기 제2 순방향 데이터율제어 정보는 4비트 차등 C/I 정보인 것을 특징으로 하는 기지국 장치.

청구항 28.

제27항에 있어서, 상기 전력제어 과정은,

상기 4비트 차등 C/I정보 수신시 상기 차등 C/I정보을 이용하여 상기 특정 이동국에서 요구하는 데이터채널의 차등 수신전력($diff_k\_power$)을 획득하는 단계와,

상기 차등 수신전력과 이전슬롯에서의 음성채널의 송신전력을 가지고 상기 특정 이동국에서 요구하는 음성채널의 수신전력($voice_k\_power$)을 구하는 단계와,

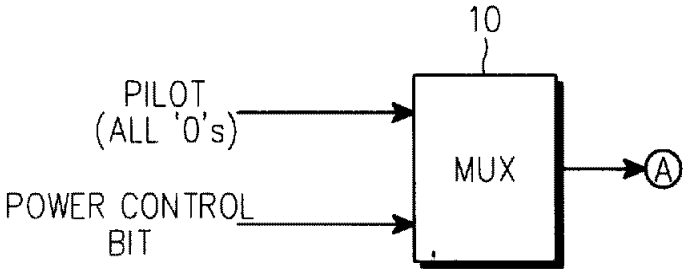
상기 구해진 음성채널의 수신전력을 상기 특정 이동국에게 적용할 경우의 전체 음성채널의 송신전력과 최대 가능한 음성채널의 송신전력을 비교하는 단계와,

상기 전체 음성채널의 송신전력이 상기 최대 가능한 음성채널의 송신전력보다 작은 경우 상기 구해진 음성채널의 수신전력으로 음성서비스를 제공하도록 상기 특정 이동국에 할당된 음성채널의 송신전력을 제어하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 기지국 수신방법.

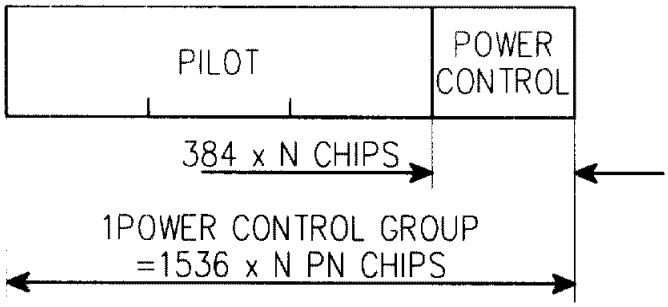
도면

도면 1

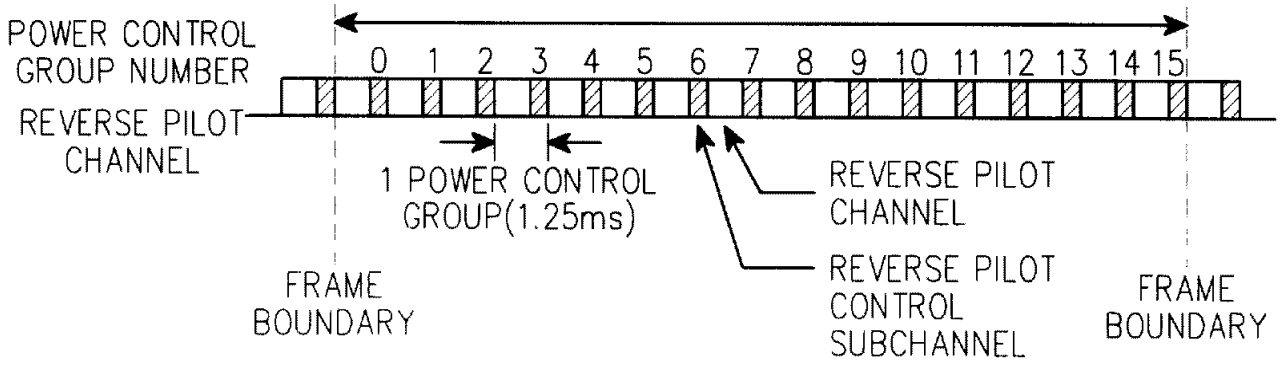
(a)


10
PILOT
(ALL '0's)
POWER CONTROL
BIT
MUX
A

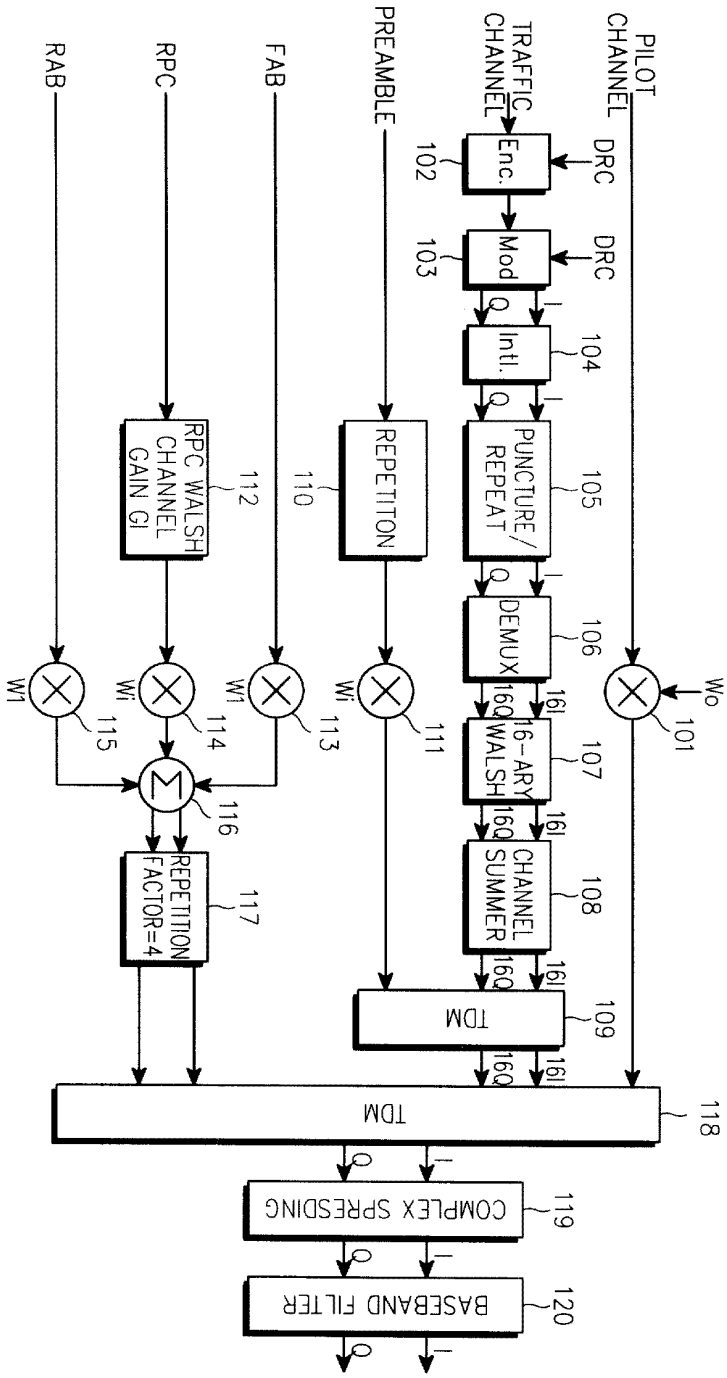
(b)


PILOT
POWER
CONTROL
384 x N CHIPS
1POWER CONTROL GROUP
=1536 x N PN CHIPS

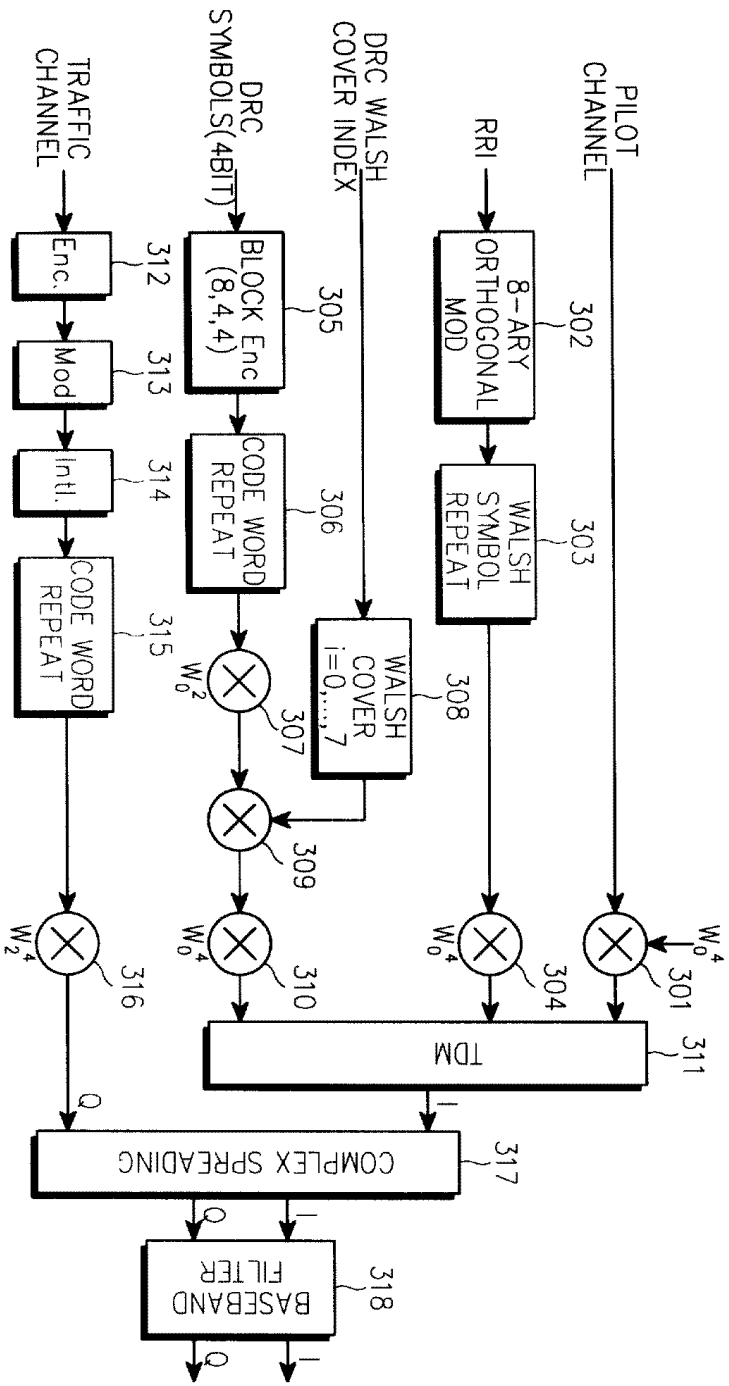
(c)


POWER CONTROL
GROUP NUMBER
REVERSE PILOT
CHANNEL
0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15
1 POWER CONTROL
GROUP(1.25ms)
REVERSE PILOT
CHANNEL
REVERSE PILOT
CONTROL
SUBCHANNEL
FRAME
BOUNDARY
FRAME
BOUNDARY

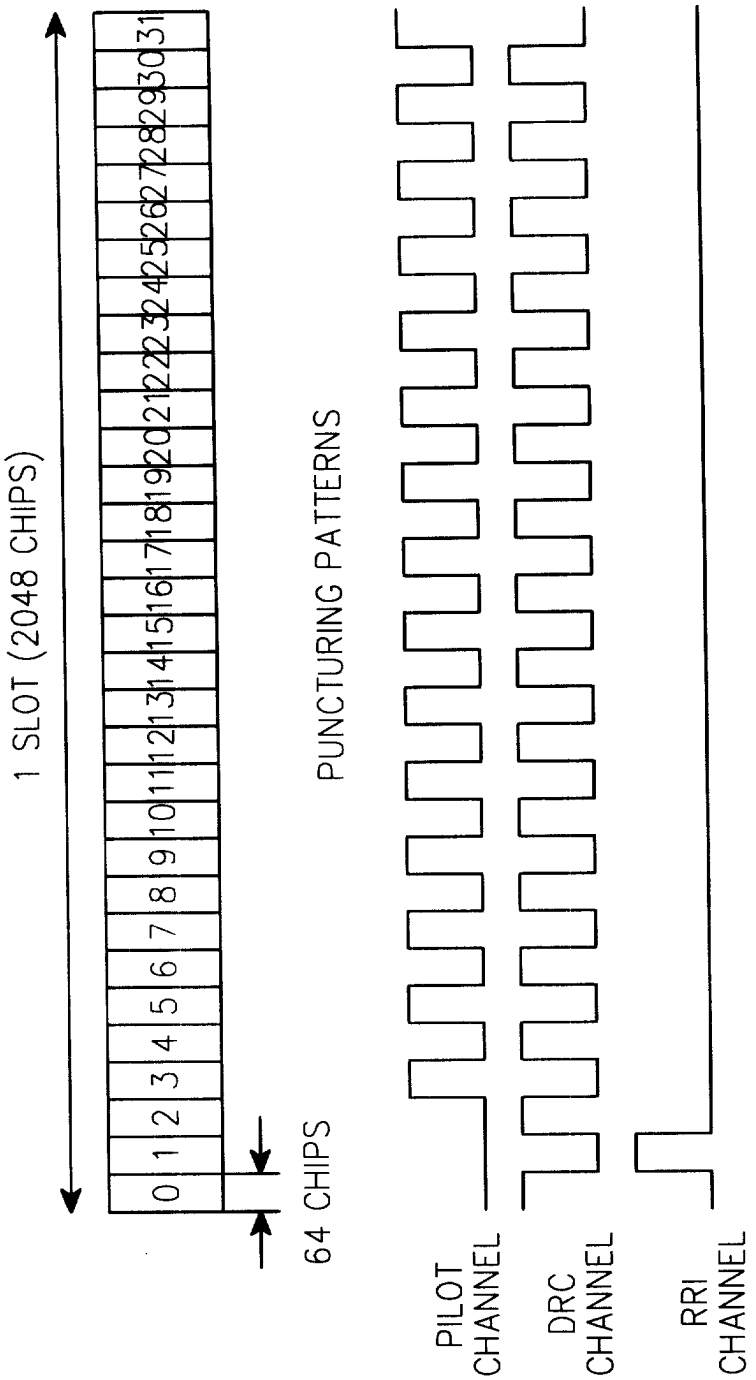
도면 2


PILOT CHANNEL
TRAFFIC CHANNEL
PREAMBLE
FAB
RPC
RAB
DRC
Enc.
102
Mod
103
Intl.
104
PUNCTURE/ REPEAT
105
DEMUX
106
16-ARY WALSH
107
CHANNEL SUMMER
108
TDM
109
REPETITON
110
111
RPC WALSH CHANNEL GAIN Gi
112
113
114
115
116
REPETITION FACTOR=4
117
TDM
118
COMPLEX SPREADING
119
BASEBAND FILTER
120
Wo
101
Wi
W1
16I
16Q
I
Q

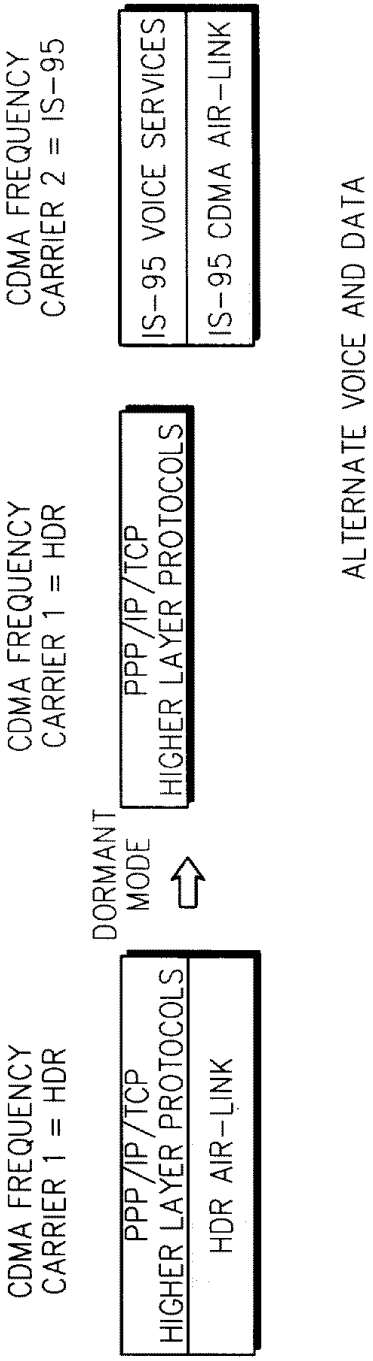
도면 3


PILOT CHANNEL
RRI
DRC WALSH COVER INDEX
DRC SYMBOLS(4BIT)
TRAFFIC CHANNEL
8-ARY ORTHOGONAL MOD
302
WALSH SYMBOL REPEAT
303
BLOCK Enc (8,4,4)
305
CODE WORD REPEAT
306
WALSH COVER i=0,...,7
308
Enc.
312
Mod
313
Intl.
314
CODE WORD REPEAT
315
307
309
310
316
304
301
311
TDM
I
Q
COMPLEX SPREADING
317
BASEBAND FILTER
318

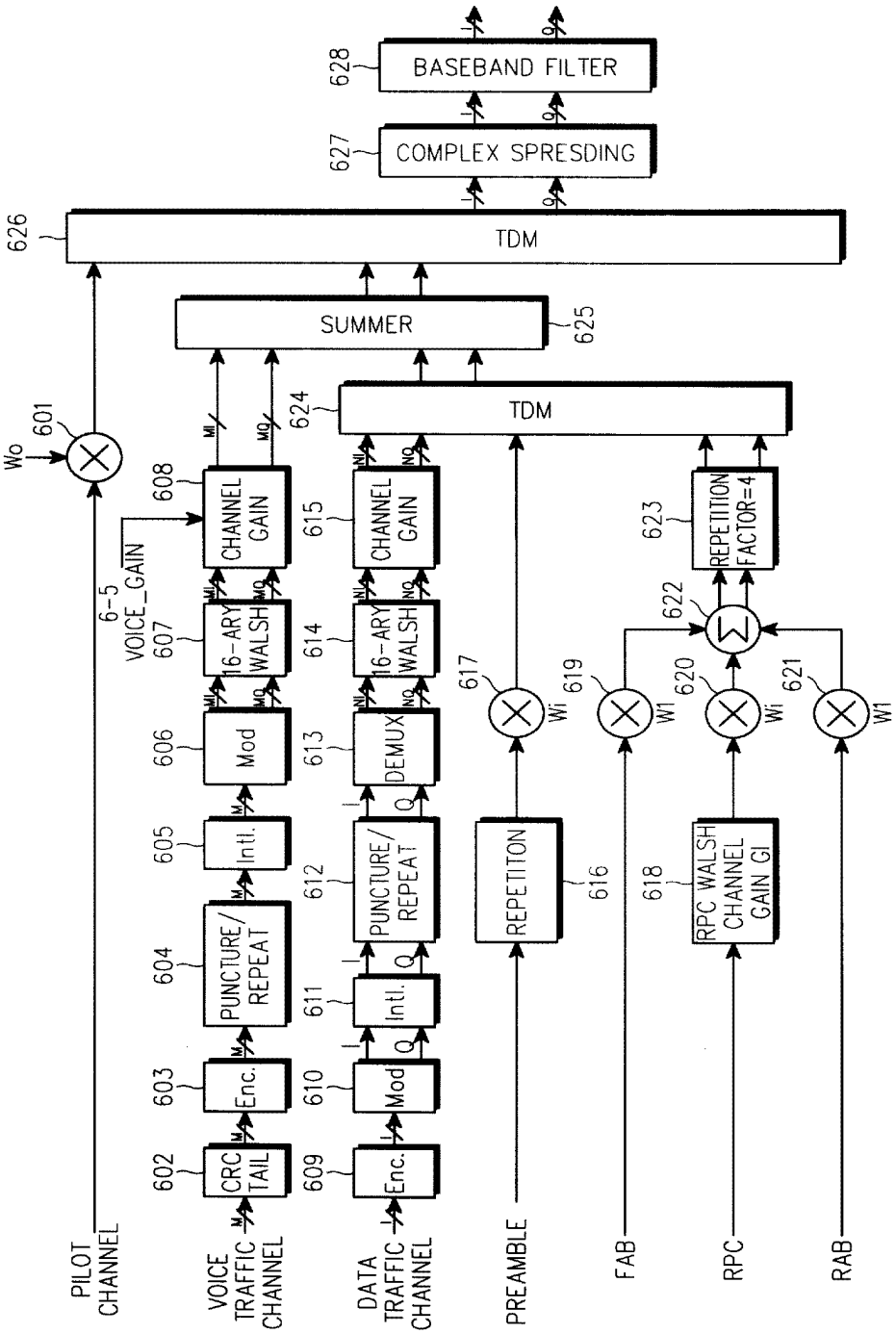
도면 4


1 SLOT (2048 CHIPS)
0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30 31
64 CHIPS
PUNCTURING PATTERNS
PILOT CHANNEL
DRC CHANNEL
RRI CHANNEL

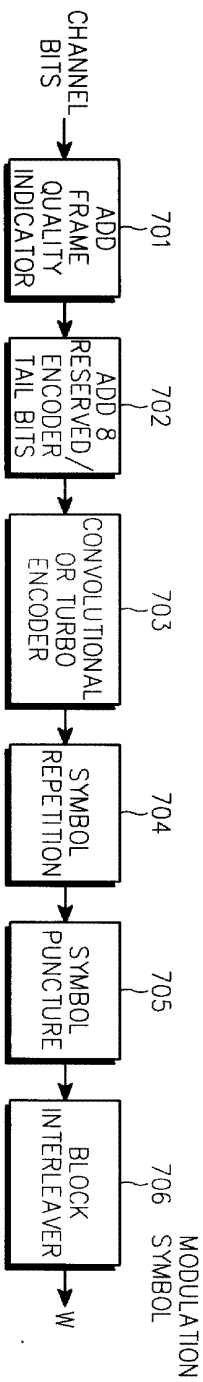
도면 5


CDMA FREQUENCY
CARRIER 1 = HDR
PPP/IP/TCP
HIGHER LAYER PROTOCOLS
HDR AIR-LINK
DORMANT
MODE
CDMA FREQUENCY
CARRIER 1 = HDR
PPP/IP/TCP
HIGHER LAYER PROTOCOLS
CDMA FREQUENCY
CARRIER 2 = IS-95
IS-95 VOICE SERVICES
IS-95 CDMA AIR-LINK
ALTERNATE VOICE AND DATA

도면 6

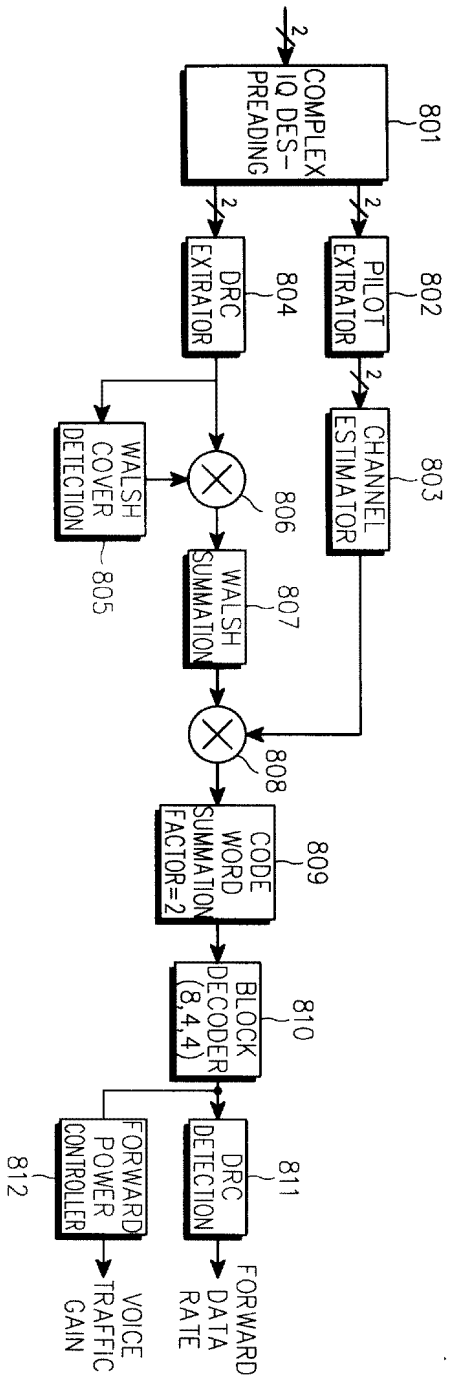

628
BASEBAND FILTER
627
COMPLEX SPRESDING
626
TDM
625
SUMMER
624
TDM
601
Wo
608
CHANNEL GAIN
615
CHANNEL GAIN
623
REPETITION FACTOR=4
6-5
VOICE_GAIN
607
16-ARY WALSH
614
16-ARY WALSH
622
606
Mod
613
DEMUX
617
Wi
619
Wi
620
Wi
621
Wi
605
Intl.
612
PUNCTURE/ REPEAT
616
REPETITON
618
RPC WALSH CHANNEL GAIN GI
604
PUNCTURE/ REPEAT
611
Intl.
603
Enc.
610
Mod
602
CRC TAIL
609
Enc.
PILOT CHANNEL
VOICE TRAFFIC CHANNEL
DATA TRAFFIC CHANNEL
PREAMBLE
FAB
RPC
RAB

도면 7

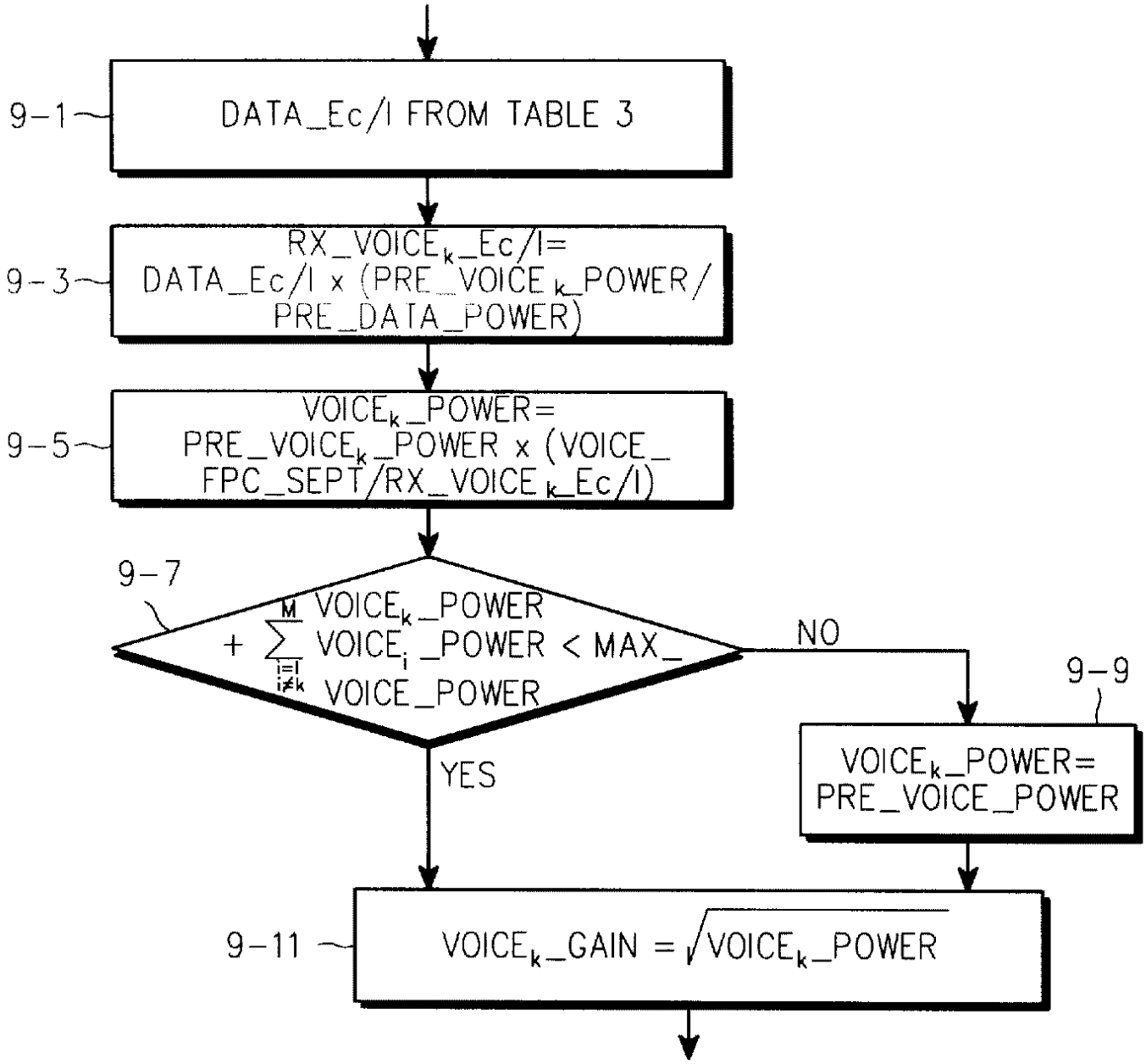


BITS/FRAME	BITS	DATA RATE (Kbps)	R	REPEATITION FACTOR	DELETION	SYMBOLS	RATE (Ksps)
24BITS/20MS	6	1.5	1/4	8x	1 OF5	768	38.4
58BITS/20MS	6	2.7	1/4	4x	1 OF9	768	38.4
112BITS/20MS	8	4.8	1/4	2x	NONE	768	38.4
236BIT/20MS	12	9.6	1/4	1x	NONE	768	38.4

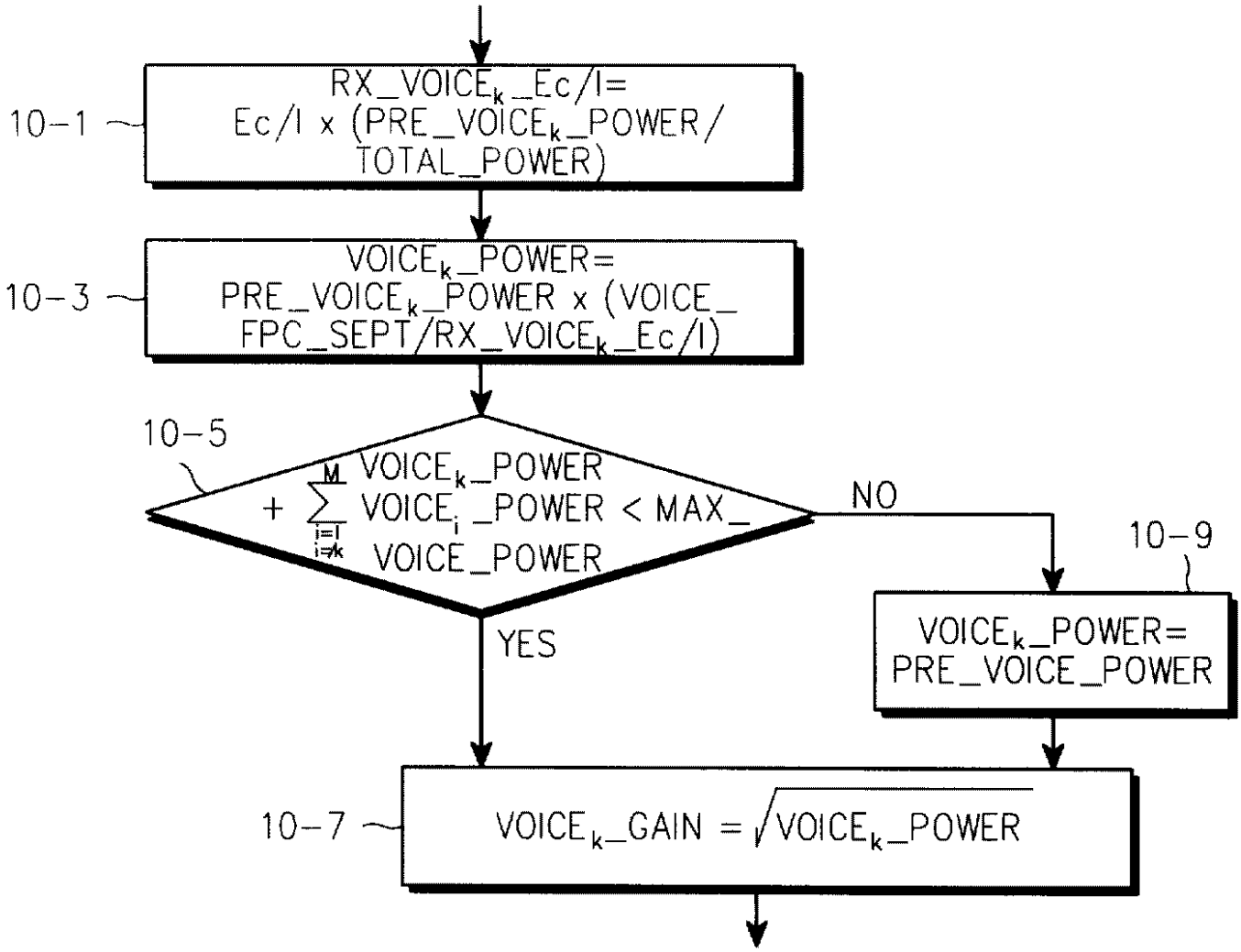
도면 8


COMPLEX IQ DES-PREADING
801
PILOT EXTRATOR
802
CHANNEL ESTIMATOR
803
DRC EXTRATOR
804
WALSH COVER DETECTION
805
806
WALSH SUMMATION
807
808
CODE WORD SUMMATION FACTOR=2
809
BLOCK DECODER (8,4,4)
810
DRC DETECTION
811
FORWARD POWER CONTROLLER
812
FORWARD DATA RATE
VOICE TRAFFIC GAIN

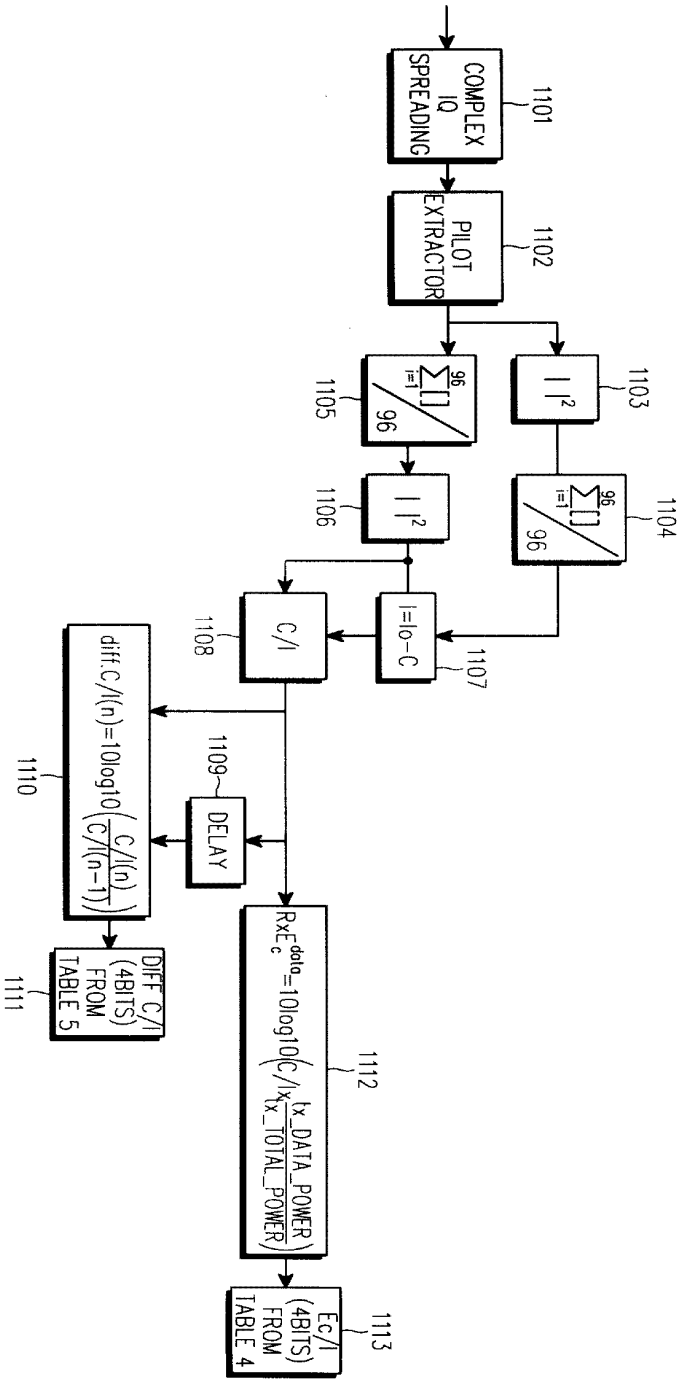
도면 9


9-1
DATA_Ec/I FROM TABLE 3
9-3
RX_VOICE_k_Ec/I= DATA_Ec/I x (PRE_VOICE_k_POWER/ PRE_DATA_POWER)
9-5
VOICE_k_POWER= PRE_VOICE_k_POWER x (VOICE_ FPC_SEPT/RX_VOICE_k_Ec/I)
9-7
VOICE_k_POWER + Σ VOICE_i_POWER < MAX_ VOICE_POWER
NO
9-9
VOICE_k_POWER= PRE_VOICE_POWER
YES
9-11
VOICE_k_GAIN = √VOICE_k_POWER

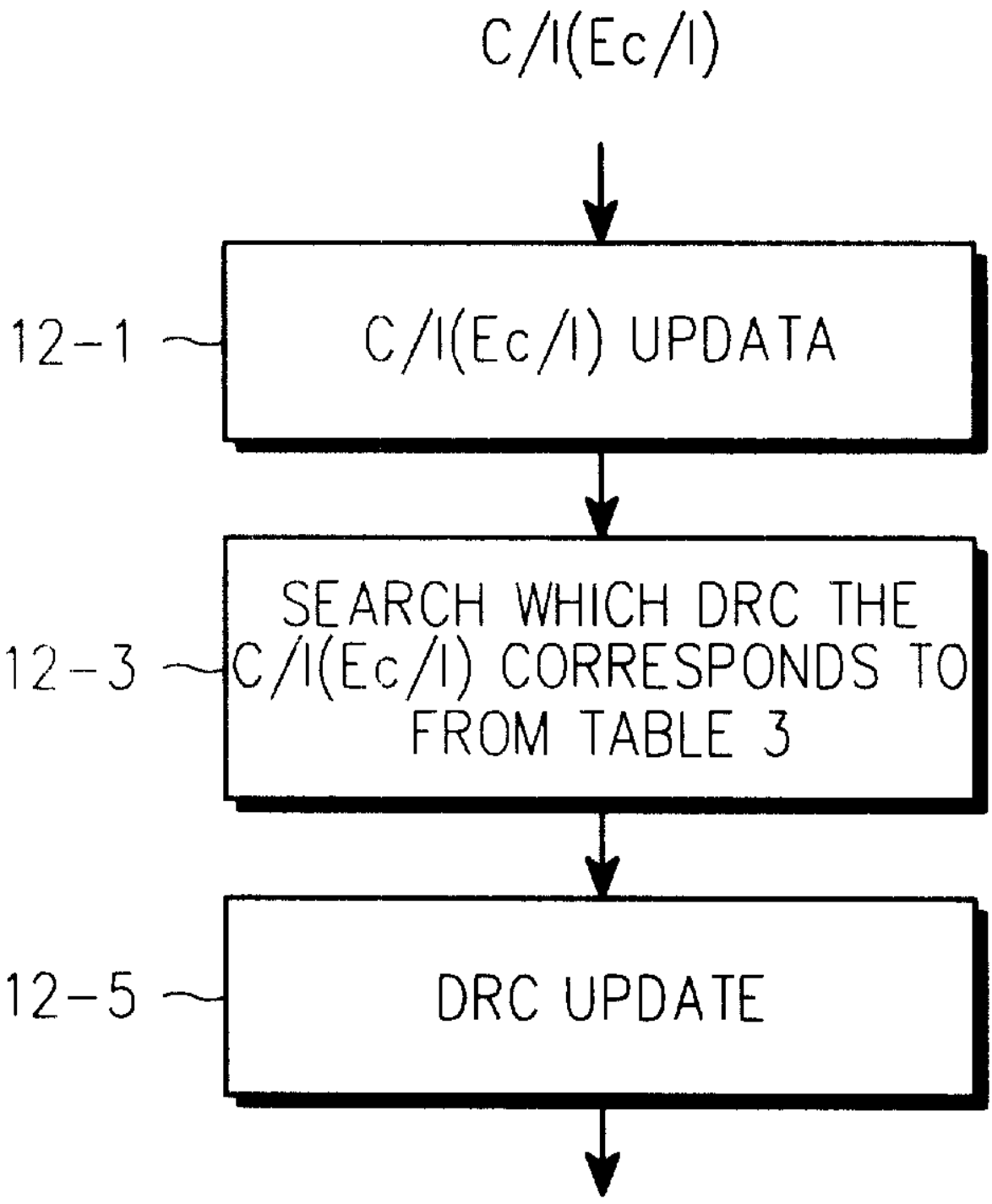
도면 10


10-1
RX_VOICE_k_Ec/I= Ec/I x (PRE_VOICE_k_POWER/ TOTAL_POWER)
10-3
VOICE_k_POWER= PRE_VOICE_k_POWER x (VOICE_ FPC_SEPT/RX_VOICE_k_Ec/I)
10-5
VOICE_k_POWER + Σ VOICE_i_POWER < MAX_ VOICE_POWER
NO
YES
10-9
VOICE_k_POWER= PRE_VOICE_POWER
10-7
VOICE_k_GAIN = √VOICE_k_POWER

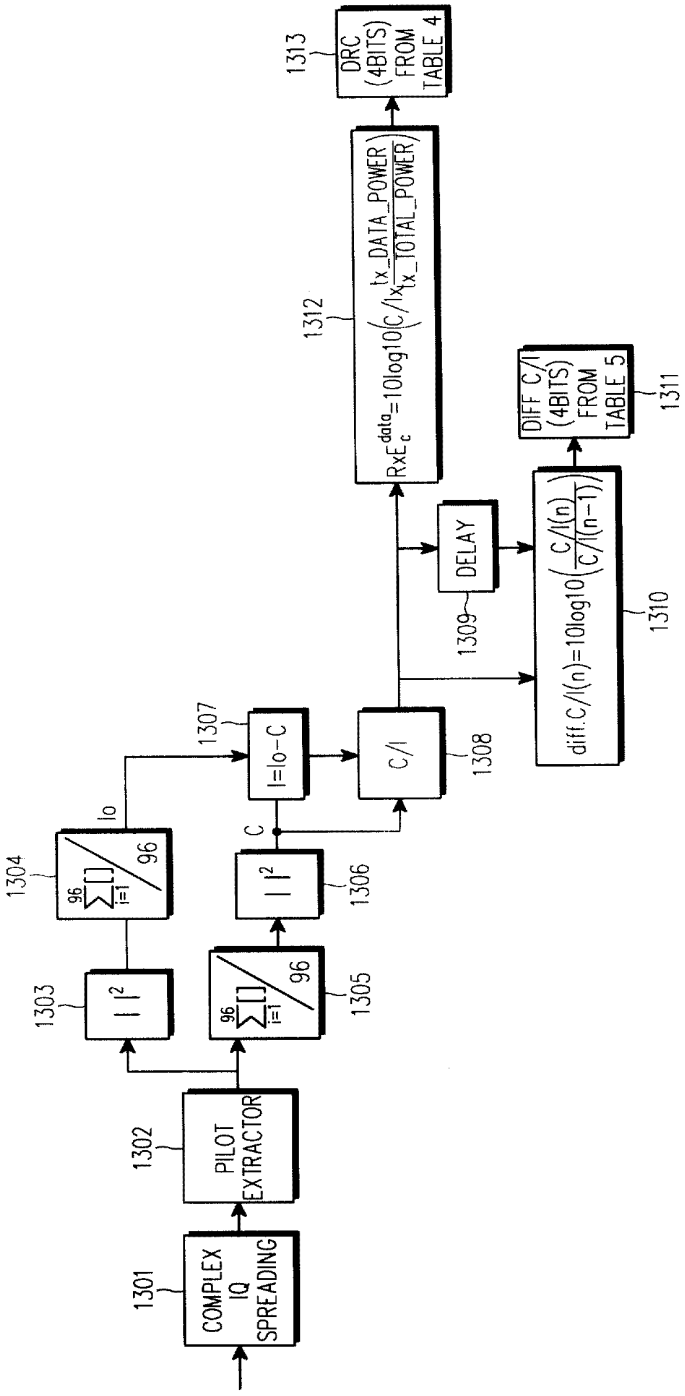
도면 11


COMPLEX IQ SPREADING
1101
PILOT EXTRACTOR
1102
1103
1104
1105
1106
1107
C/I
1108
I=Io-C
DELAY
1109
1110
diff.C/I(n)=10log10(C/I(n) / C/I(n-1))
DIFF C/I (4BITS) FROM TABLE 5
1111
1112
1113
Ec/I (4BITS) FROM TABLE 4

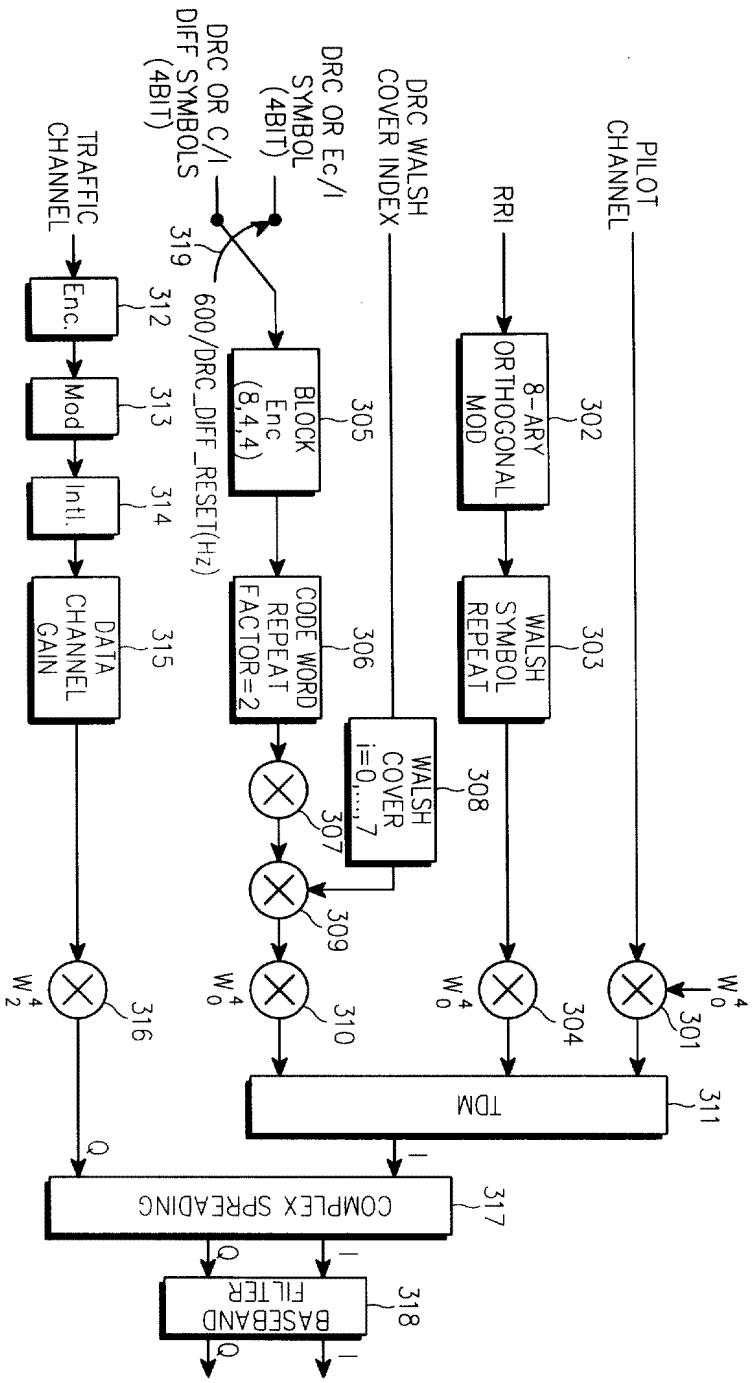
도면 12


C/I(Ec/I)
12-1
C/I(Ec/I) UPDATA
12-3
SEARCH WHICH DRC THE C/I(Ec/I) CORRESPONDS TO FROM TABLE 3
12-5
DRC UPDATE

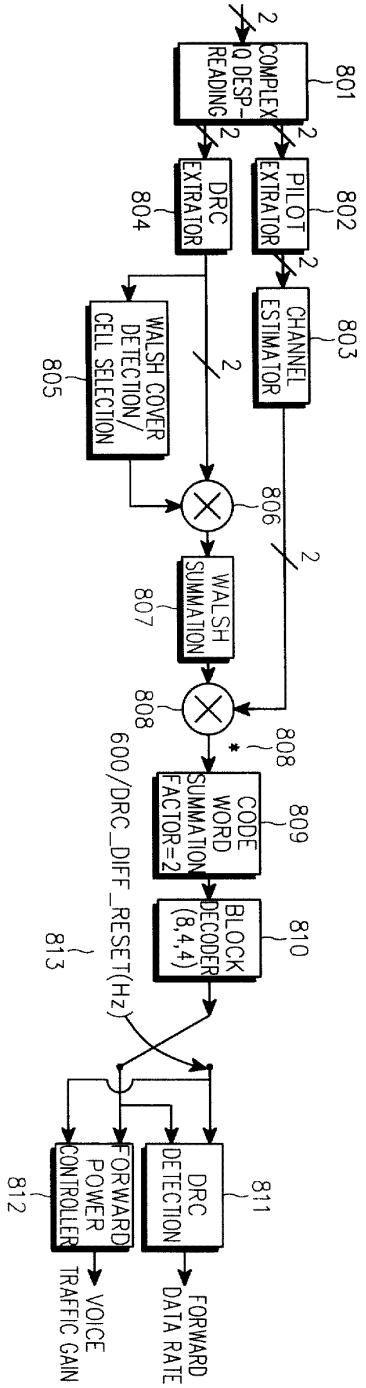
도면 13


COMPLEX IQ SPREADING
1301
PILOT EXTRACTOR
1302
$\sum_{i=1}^{96}[\,]/96$
1303
$|\,|^2$
1304
$|\,|^2$
1305
1306
C
Io
I=Io-C
1307
C/I
1308
DELAY
1309
diff.C/I(n)=10log10(C/I(n) / C/I(n-1))
1310
DIFF C/I (4BITS) FROM TABLE 5
1311
$RxE_c^{data}=10\log10(C/Ix\frac{tx\_DATA\_POWER}{tx\_TOTAL\_POWER})$
1312
DRC (4BITS) FROM TABLE 4
1313

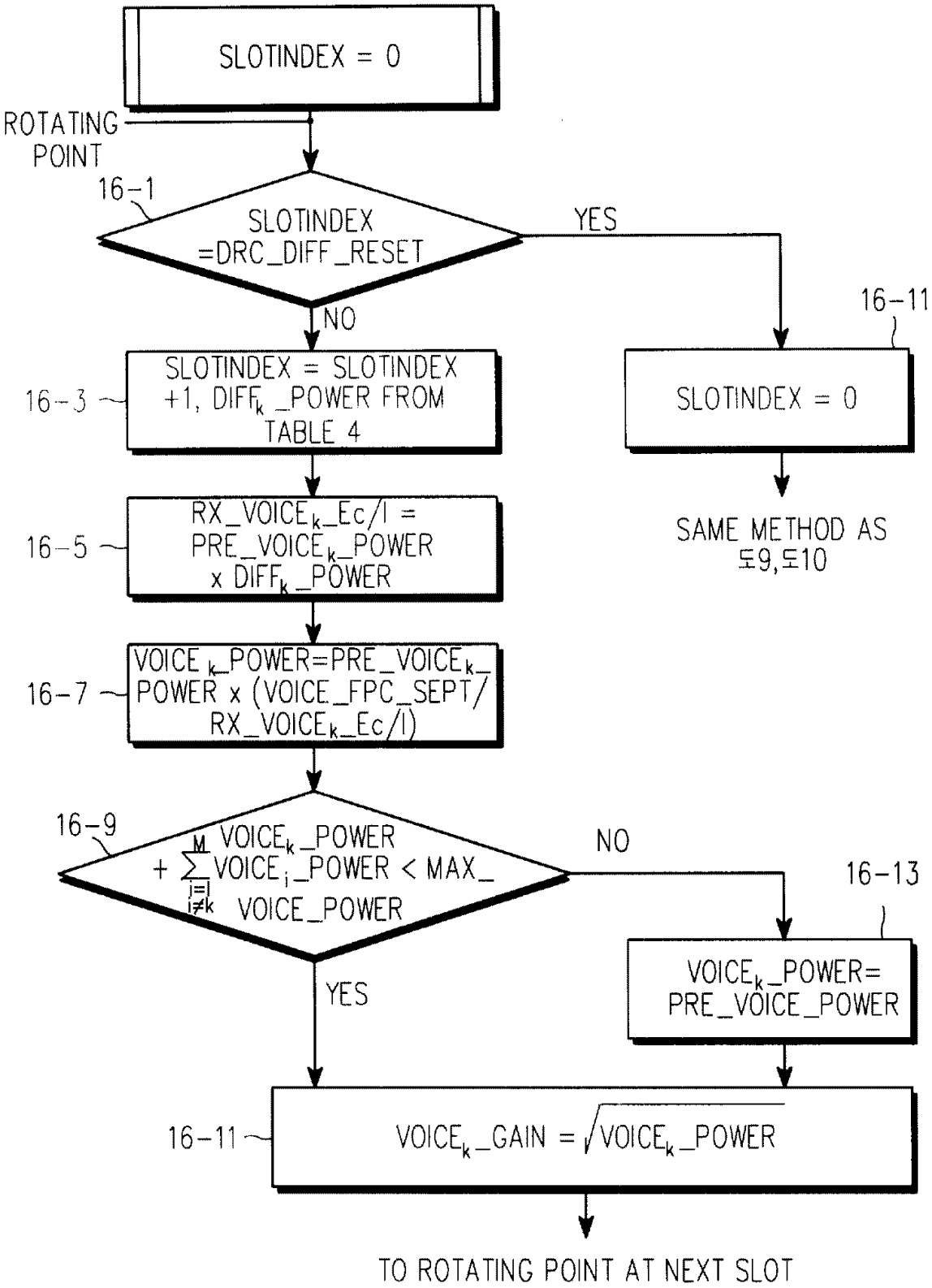
도면 14


PILOT CHANNEL
RRI
DRC WALSH COVER INDEX
DRC OR Ec/I SYMBOL (4BIT)
DRC OR C/I DIFF SYMBOLS (4BIT)
TRAFFIC CHANNEL
8-ARY ORTHOGONAL MOD
302
WALSH SYMBOL REPEAT
303
BLOCK Enc (8,4,4)
305
CODE WORD REPEAT FACTOR=2
306
WALSH COVER i=0,...,7
308
307
309
310
304
301
311
TDM
I
Q
COMPLEX SPREADING
317
BASEBAND FILTER
318
319
600/DRC_DIFF_RESET(Hz)
Enc.
312
Mod
313
Intl.
314
DATA CHANNEL GAIN
315
316

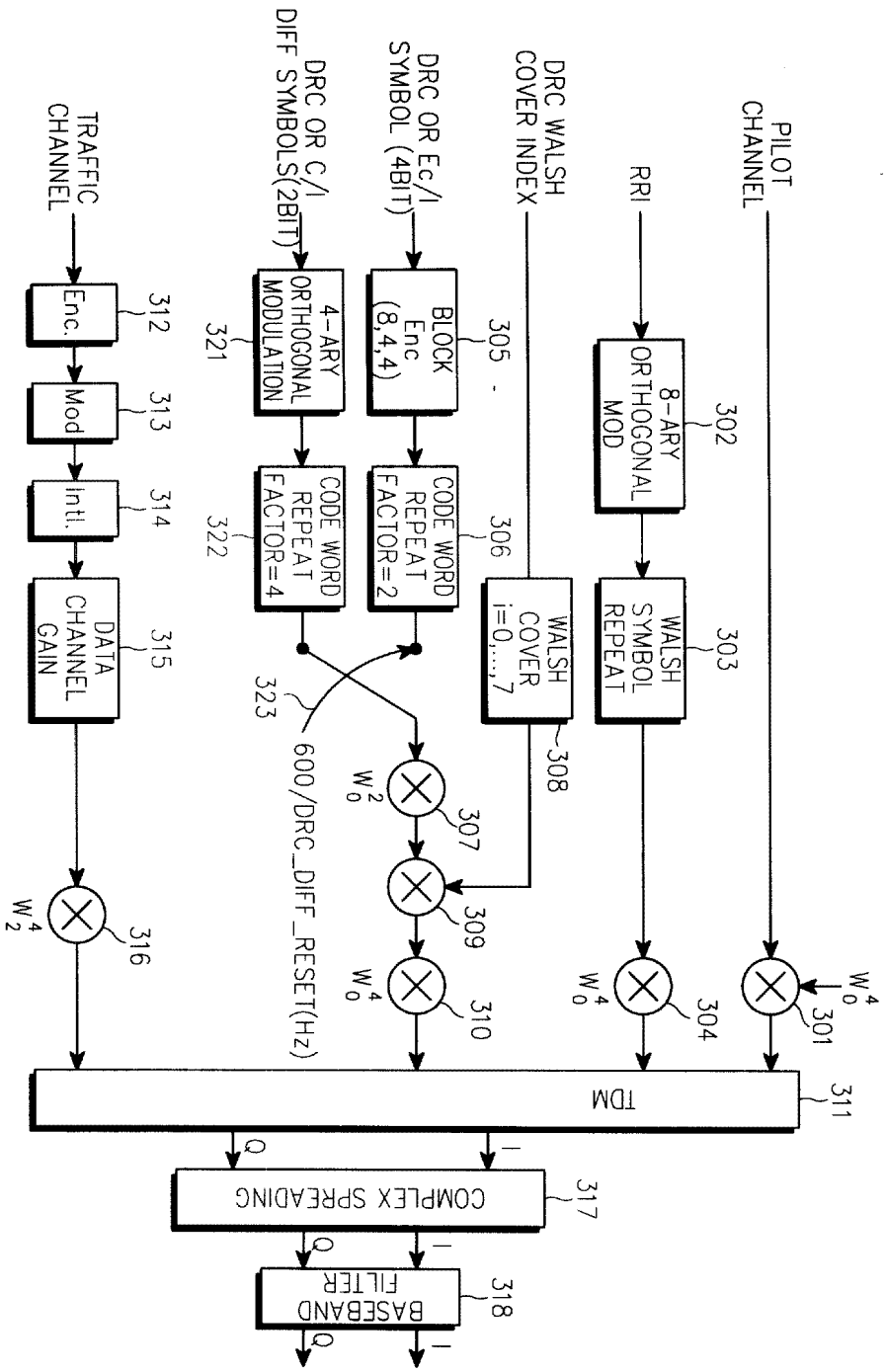
도면 15


COMPLEX I/Q DESP-READING
801
PILOT EXTRATOR
802
DRC EXTRATOR
804
CHANNEL ESTIMATOR
803
WALSH COVER DETECTION/ CELL SELECTION
805
806
WALSH SUMMATION
807
808
808
CODE WORD SUMMATION FACTOR=2
809
BLOCK DECODER (8,4,4)
810
600/DRC_DIFF_RESET(Hz)
813
FORWARD POWER CONTROLLER
812
DRC DETECTION
811
VOICE TRAFFIC GAIN
FORWARD DATA RATE

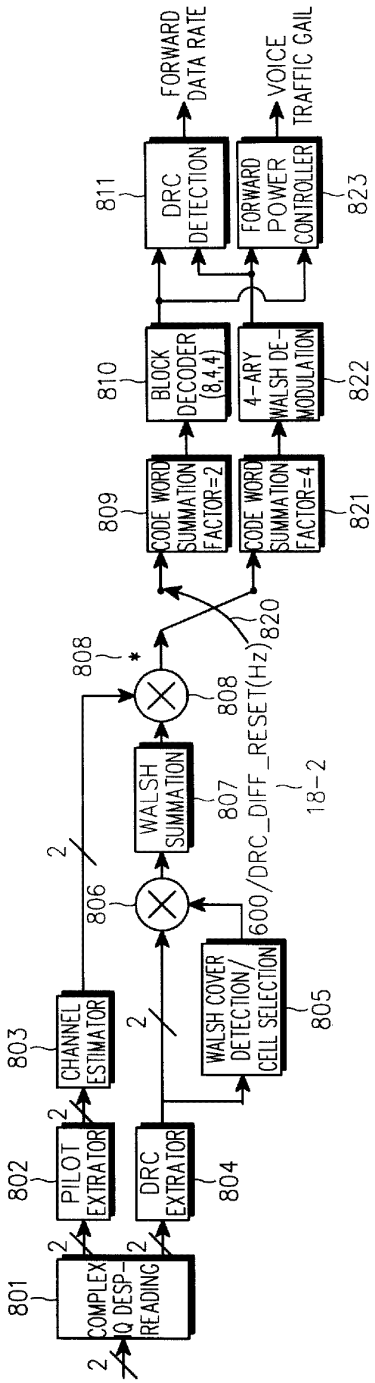
도면 16


SLOTINDEX = 0
ROTATING POINT
16-1
SLOTINDEX =DRC_DIFF_RESET
YES
NO
16-11
SLOTINDEX = 0
SAME METHOD AS 도9,도10
16-3
SLOTINDEX = SLOTINDEX +1, DIFF$_k$_POWER FROM TABLE 4
16-5
RX_VOICE$_k$_Ec/I = PRE_VOICE$_k$_POWER x DIFF$_k$_POWER
16-7
VOICE$_k$_POWER=PRE_VOICE$_k$_POWER x (VOICE_FPC_SEPT/RX_VOICE$_k$_Ec/I)
16-9
$\sum_{\substack{i=1 \\ i\neq k}}^{M}$ VOICE$_i$_POWER + VOICE$_k$_POWER < MAX_VOICE_POWER
NO
16-13
VOICE$_k$_POWER= PRE_VOICE_POWER
YES
16-11
VOICE$_k$_GAIN = $\sqrt{\text{VOICE}_k\text{\_POWER}}$
TO ROTATING POINT AT NEXT SLOT

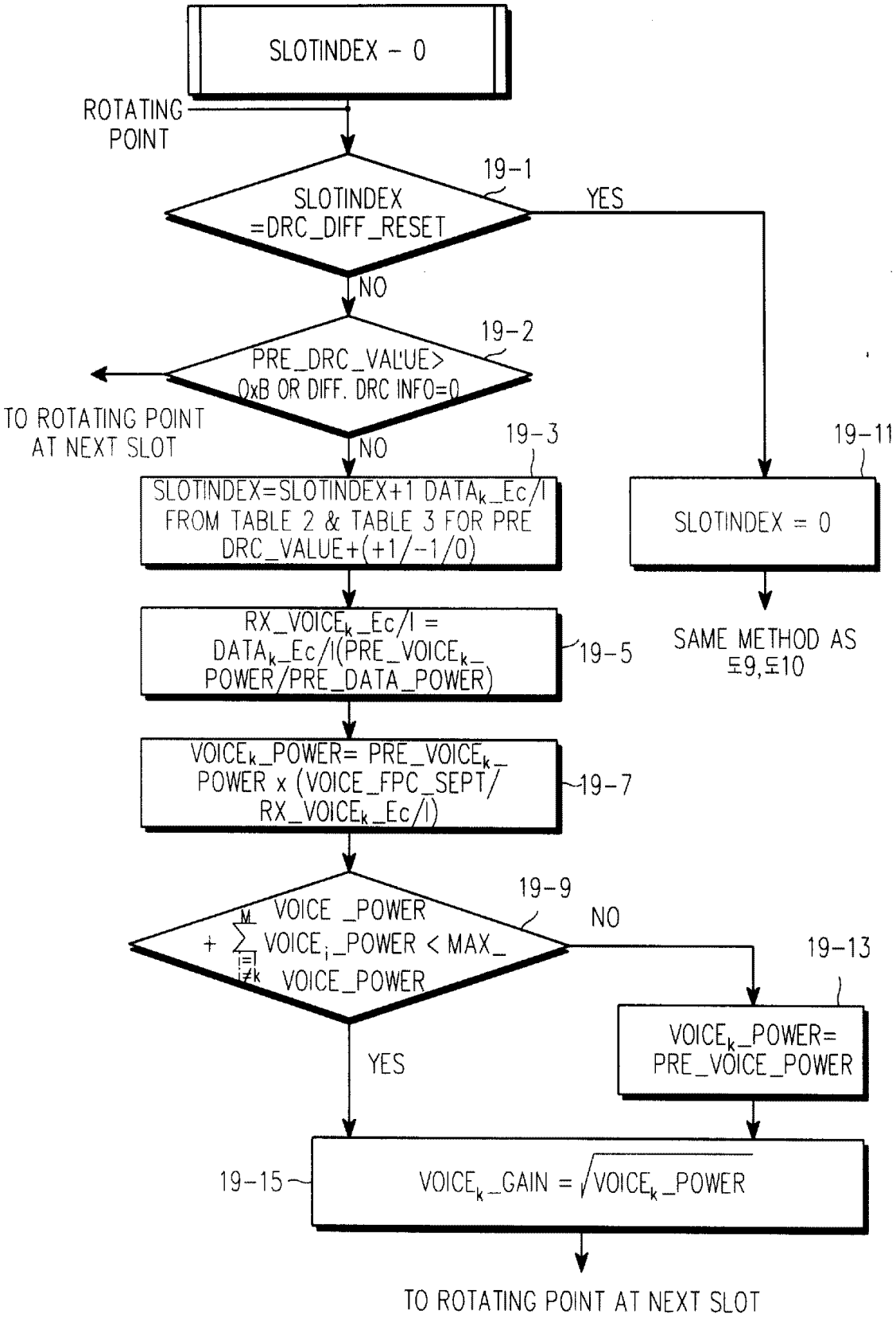
도면 17


PILOT CHANNEL
RRI
DRC WALSH COVER INDEX
DRC OR Ec/I SYMBOL (4BIT)
DRC OR C/I DIFF SYMBOLS(2BIT)
TRAFFIC CHANNEL
8-ARY ORTHOGONAL MOD
302
WALSH SYMBOL REPEAT
303
304
301
WALSH COVER i=0,...,7
308
BLOCK Enc (8,4,4)
305
CODE WORD REPEAT FACTOR=2
306
307
309
310
4-ARY ORTHOGONAL MODULATION
321
CODE WORD REPEAT FACTOR=4
322
323
600/DRC_DIFF_RESET(Hz)
Enc.
312
Mod
313
Intl.
314
DATA CHANNEL GAIN
315
316
TDM
311
COMPLEX SPREADING
317
BASEBAND FILTER
318
I
Q

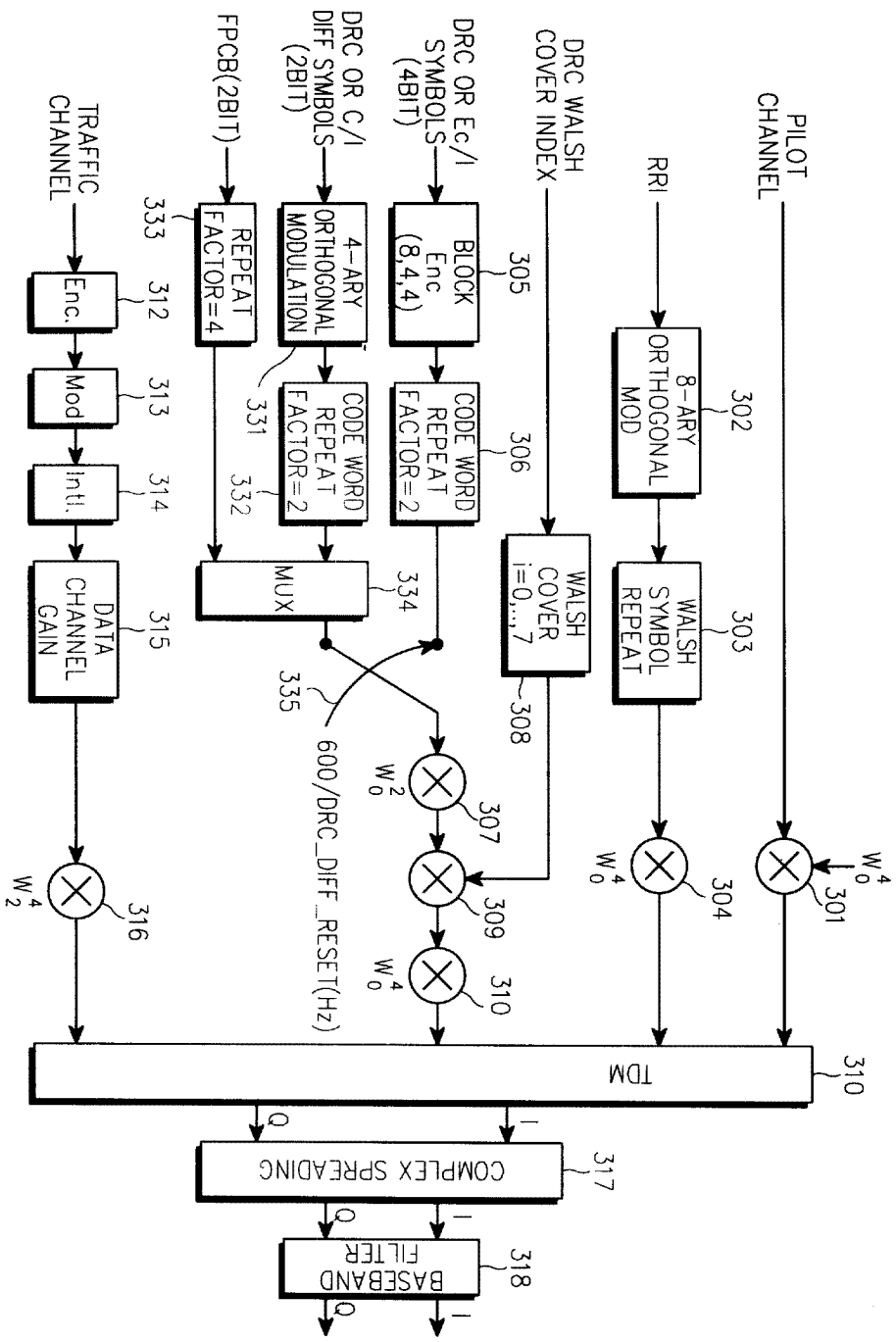
도면 18


FORWARD DATA RATE
VOICE TRAFFIC GAIL
DRC DETECTION
FORWARD POWER CONTROLLER
811
823
BLOCK DECODER (8,4,4)
4-ARY WALSH DE-MODULATION
810
822
CODE WORD SUMMATION FACTOR=2
CODE WORD SUMMATION FACTOR=4
809
821
820
808
WALSH SUMMATION
807
600/DRC_DIFF_RESET(Hz)
18-2
806
WALSH COVER DETECTION/ CELL SELECTION
805
CHANNEL ESTIMATOR
803
PILOT EXTRATOR
802
DRC EXTRATOR
804
COMPLEX IQ DESP-READING
801
2

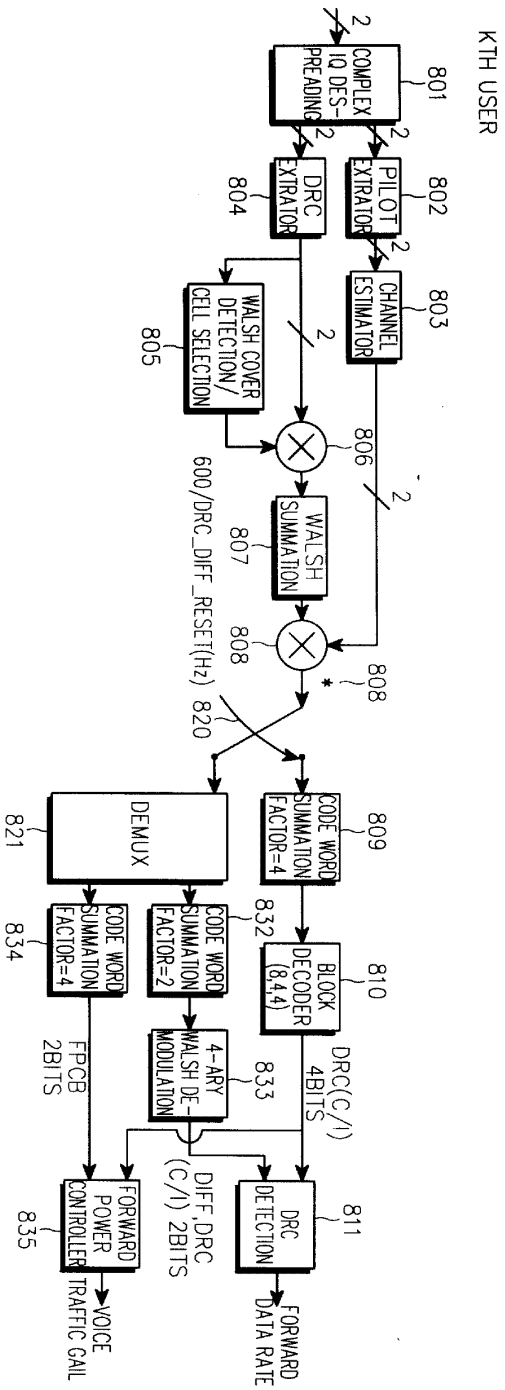
도면 19


SLOTINDEX - 0
ROTATING POINT
19-1
SLOTINDEX =DRC_DIFF_RESET
YES
NO
19-2
PRE_DRC_VALUE> 0xB OR DIFF. DRC INFO=0
TO ROTATING POINT AT NEXT SLOT
NO
19-3
SLOTINDEX=SLOTINDEX+1 DATA$_k$_Ec/I FROM TABLE 2 & TABLE 3 FOR PRE DRC_VALUE+(+1/-1/0)
19-11
SLOTINDEX = 0
SAME METHOD AS 도9,도10
RX_VOICE$_k$_Ec/I = DATA$_k$_Ec/I(PRE_VOICE$_k$_ POWER/PRE_DATA_POWER)
19-5
VOICE$_k$_POWER= PRE_VOICE$_k$_ POWER x (VOICE_FPC_SEPT/ RX_VOICE$_k$_Ec/I)
19-7
19-9
$+\sum_{i=1,i\neq k}^{M}$ VOICE$_i$_POWER < MAX_ VOICE_POWER
NO
19-13
VOICE$_k$_POWER= PRE_VOICE_POWER
YES
19-15
VOICE$_k$_GAIN = $\sqrt{\text{VOICE}_k\text{\_POWER}}$
TO ROTATING POINT AT NEXT SLOT

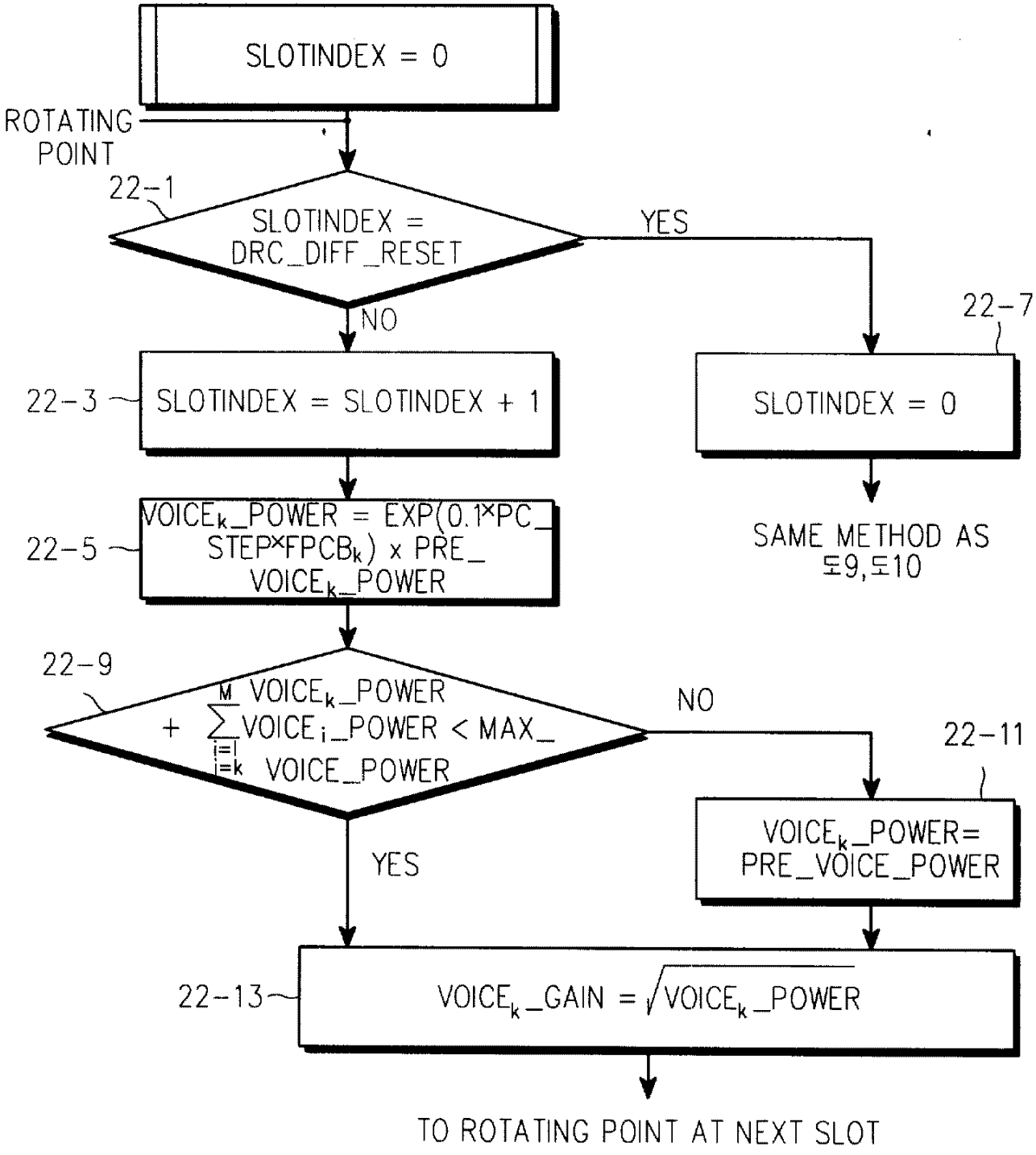
도면 20


PILOT CHANNEL
RRI
DRC WALSH COVER INDEX
DRC OR Ec/I SYMBOLS (4BIT)
DRC OR C/I DIFF SYMBOLS (2BIT)
FPCB(2BIT)
TRAFFIC CHANNEL
8-ARY ORTHOGONAL MOD
302
WALSH SYMBOL REPEAT
303
304
301
BLOCK Enc (8,4,4)
305
CODE WORD REPEAT FACTOR=2
306
WALSH COVER i=0,...,7
308
4-ARY ORTHOGONAL MODULATION
331
CODE WORD REPEAT FACTOR=2
332
REPEAT FACTOR=4
333
MUX
334
335
600/DRC_DIFF_RESET(Hz)
307
309
310
Enc.
312
Mod
313
Intl.
314
DATA CHANNEL GAIN
315
316
TDM
310
COMPLEX SPREADING
317
BASEBAND FILTER
318
I
Q

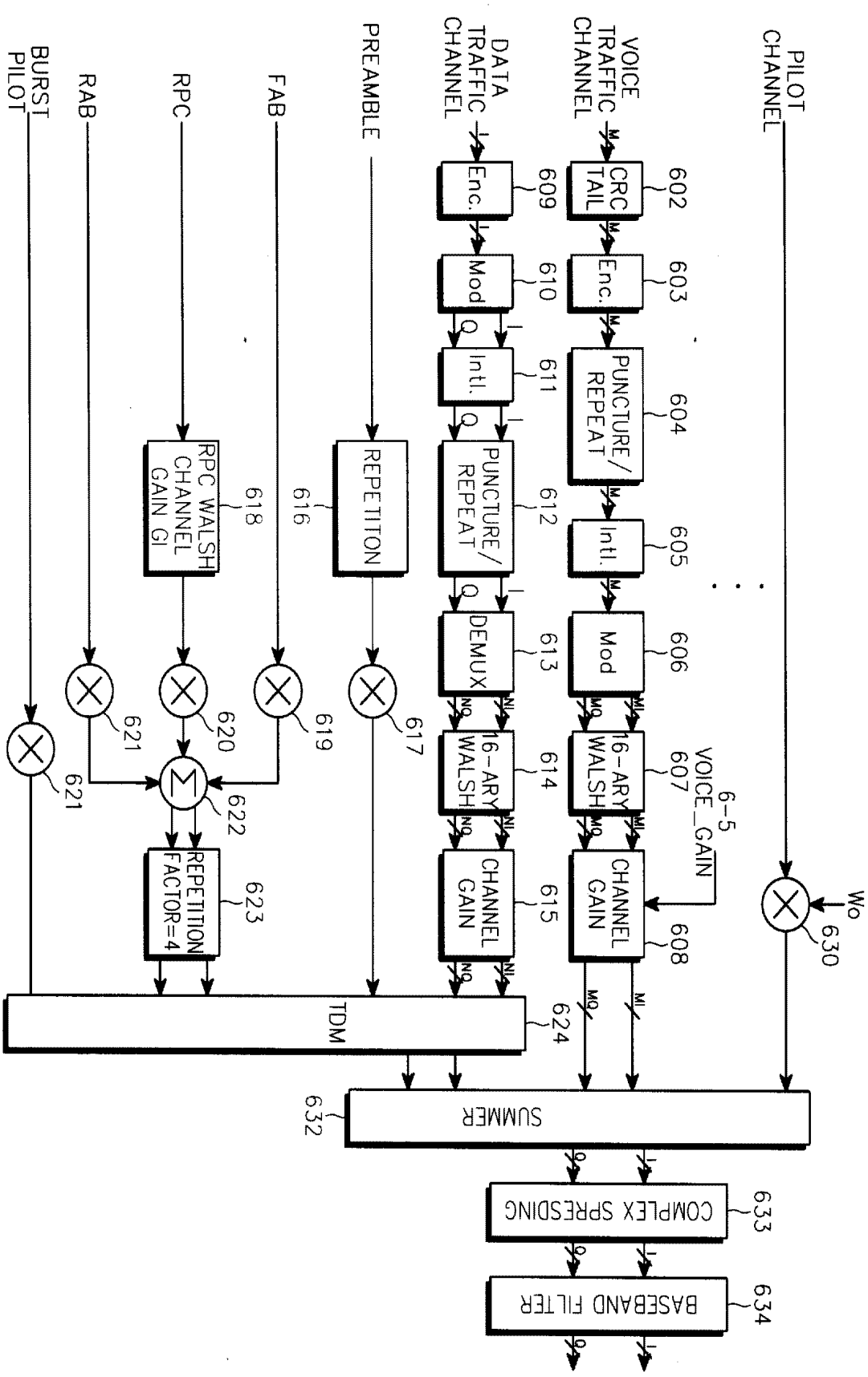
도면 21


KTH USER
COMPLEX IQ DES-PREADING
801
PILOT EXTRATOR
802
DRC EXTRATOR
804
CHANNEL ESTIMATOR
803
WALSH COVER DETECTION/ CELL SELECTION
805
806
WALSH SUMMATION
807
808
600/DRC_DIFF_RESET(Hz)
820
808
DEMUX
821
CODE WORD SUMMATION FACTOR=4
809
CODE WORD SUMMATION FACTOR=4
834
CODE WORD SUMMATION FACTOR=2
832
BLOCK DECODER (8,4,4)
810
4-ARY WALSH DE-MODULATION
833
DRC(C/I) 4BITS
FPCB 2BITS
FORWARD POWER CONTROLLER
835
DIFF,DRC (C/I) 2BITS
DRC DETECTION
811
VOICE TRAFFIC CAIL
FORWARD DATA RATE

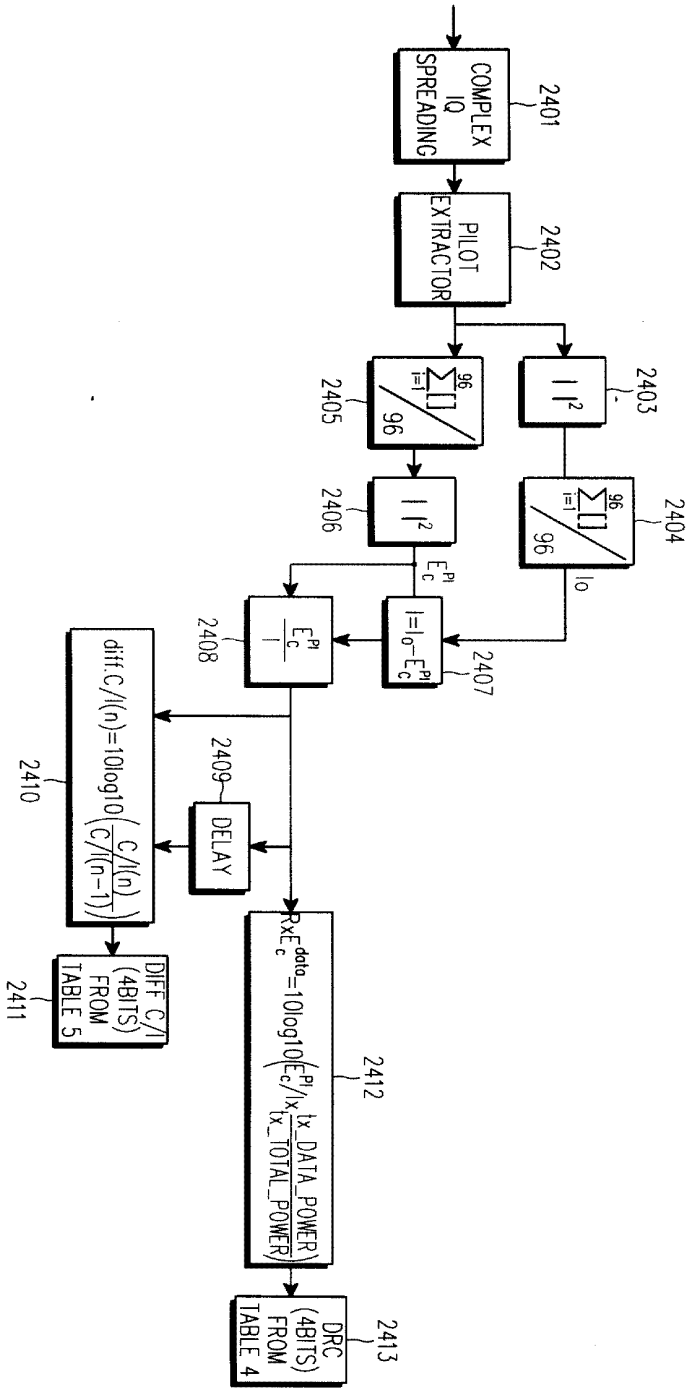
도면 22


SLOTINDEX = 0
ROTATING POINT
22-1
SLOTINDEX = DRC_DIFF_RESET
YES
NO
22-7
22-3
SLOTINDEX = SLOTINDEX + 1
SLOTINDEX = 0
22-5
VOICE$_k$_POWER = EXP(0.1×PC_STEP×FPCB$_k$) x PRE_VOICE$_k$_POWER
SAME METHOD AS 도9,도10
22-9
$\sum_{i=1,i=k}^{M}$ VOICE$_k$_POWER + VOICE$_i$_POWER < MAX_VOICE_POWER
NO
22-11
YES
VOICE$_k$_POWER= PRE_VOICE_POWER
22-13
VOICE$_k$_GAIN = $\sqrt{\text{VOICE}_k\text{\_POWER}}$
TO ROTATING POINT AT NEXT SLOT

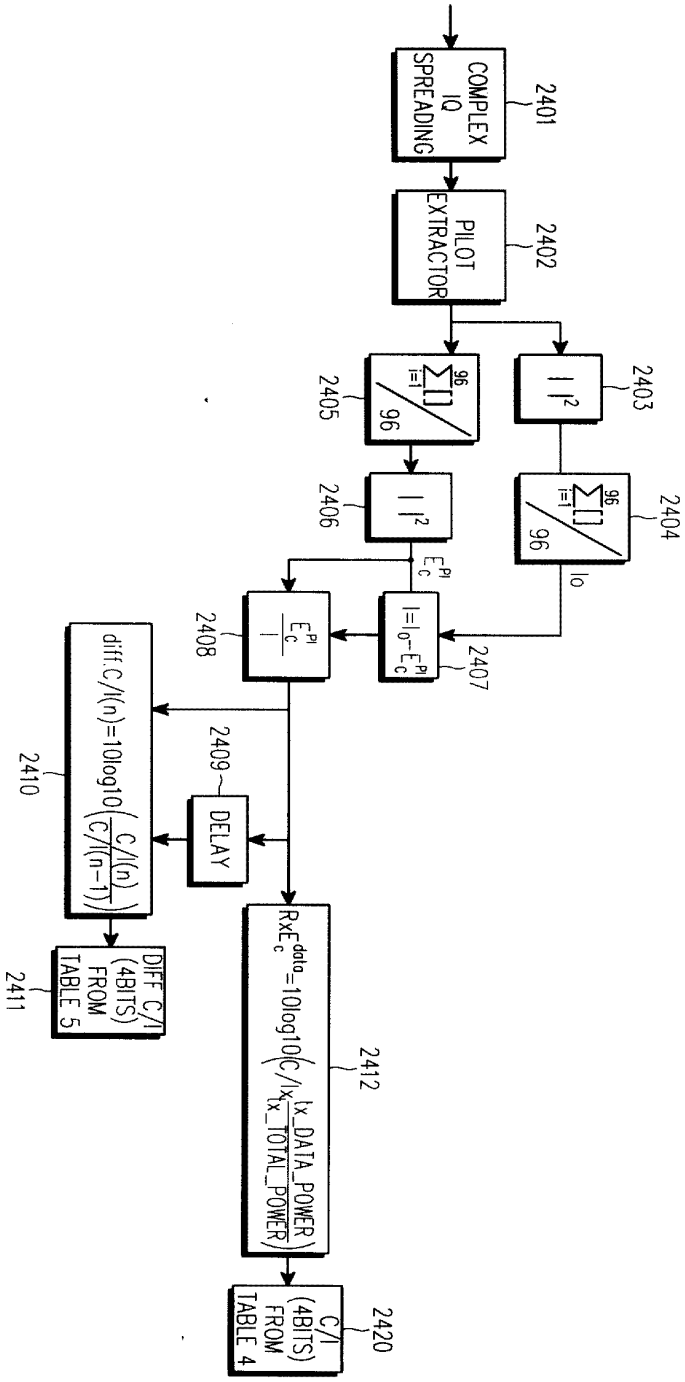
도면 23


PILOT CHANNEL
VOICE TRAFFIC CHANNEL
DATA TRAFFIC CHANNEL
PREAMBLE
FAB
RPC
RAB
BURST PILOT
CRC TAIL
Enc.
Mod
Intl.
PUNCTURE/ REPEAT
Intl.
Mod
16-ARY WALSH
CHANNEL GAIN
VOICE_GAIN
Enc.
Mod
Intl.
PUNCTURE/ REPEAT
DEMUX
16-ARY WALSH
CHANNEL GAIN
REPETITON
RPC WALSH CHANNEL GAIN Gl
REPETITION FACTOR=4
TDM
SUMMER
COMPLEX SPREADING
BASEBAND FILTER
Wo
602
603
604
605
606
607
608
609
610
611
612
613
614
615
616
617
618
619
620
621
622
623
624
630
632
633
634

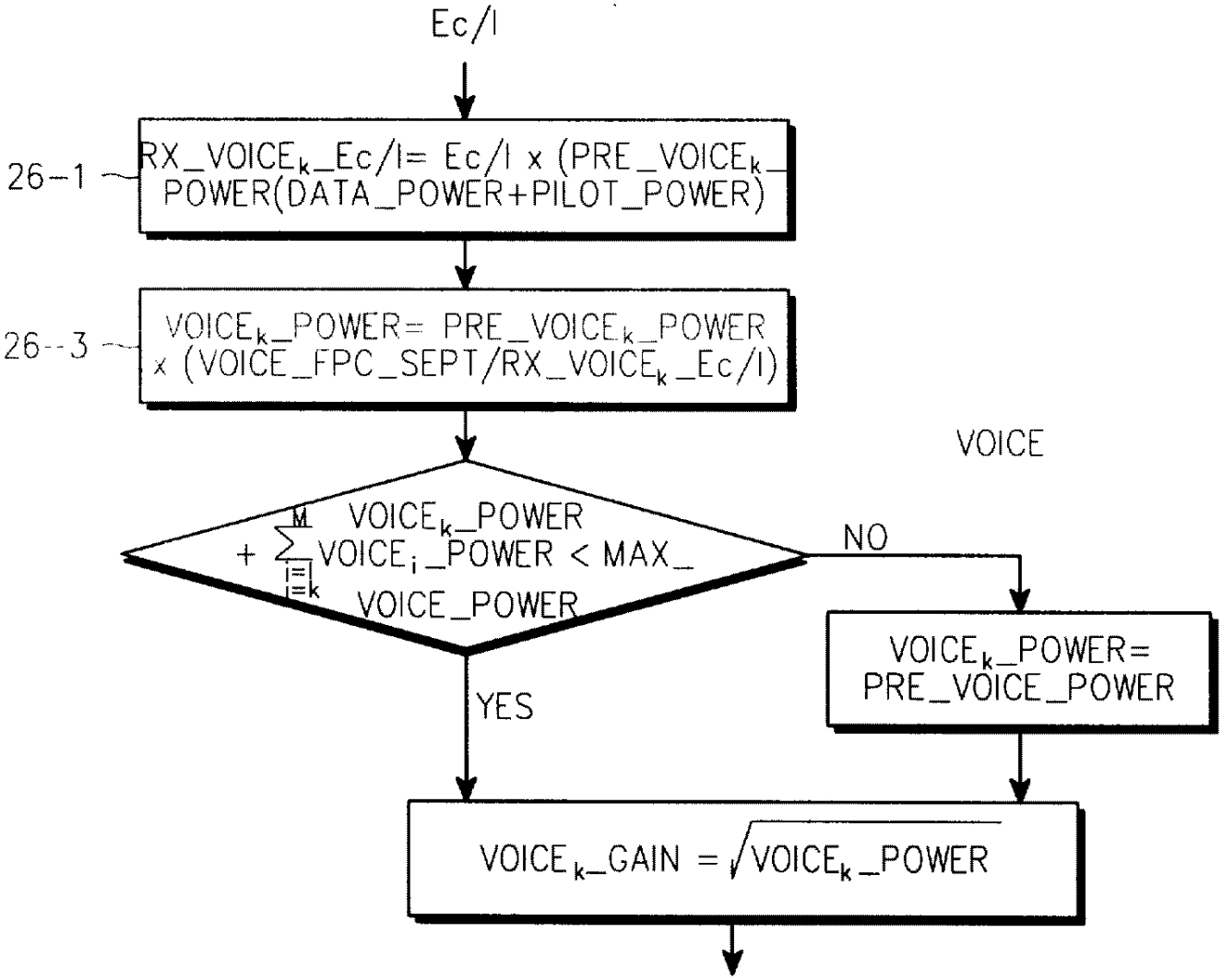
도면 24


COMPLEX IQ SPREADING
2401
PILOT EXTRACTOR
2402
2403
2404
2405
2406
2407
2408
2409
DELAY
2410
diff.C/I(n)=10log10(C/I(n)/C/I(n-1))
2411
DIFF C/I (4BITS) FROM TABLE 5
2412
2413
DRC (4BITS) FROM TABLE 4

도면 25


COMPLEX IQ SPREADING
2401
PILOT EXTRACTOR
2402
2403
2404
2405
2406
2407
2408
2409
DELAY
2410
diff.C/I(n)=10log10(C/I(n)/C/I(n-1))
2411
DIFF C/I (4BITS) FROM TABLE 5
2412
RxEc^data=10log10(C/Ix*Ix_DATA_POWER/Ix_TOTAL_POWER)
2420
C/I (4BITS) FROM TABLE 4

도면 26


Ec/I
26-1
RX_VOICE_k_Ec/I= Ec/I x (PRE_VOICE_k_POWER(DATA_POWER+PILOT_POWER)
26-3
VOICE_k_POWER= PRE_VOICE_k_POWER x (VOICE_FPC_SEPT/RX_VOICE_k_Ec/I)
VOICE
M
VOICE_k_POWER + Σ VOICE_i_POWER < MAX_VOICE_POWER
i=1, i=k
NO
YES
VOICE_k_POWER= PRE_VOICE_POWER
VOICE_k_GAIN = √VOICE_k_POWER