

**(19) 대한민국특허청(KR)**  
**(12) 등록특허공보(B1)**

(51) Int. Cl. <i>H04B 7/26</i> (2006.01)	(45) 공고일자 2006년05월04일 (11) 등록번호 10-0576594 (24) 등록일자 2006년04월27일
(21) 출원번호 10-1999-7009809 (22) 출원일자 1999년10월22일 번역문 제출일자 1999년10월22일 (86) 국제출원번호 PCT/US1998/006370 국제출원일자 1998년04월16일	(65) 공개번호 10-2001-0012105 (43) 공개일자 2001년02월15일 (87) 국제공개번호 WO 1998/49785 국제공개일자 1998년11월05일
(81) 지정국	국내특허 : 알바니아, 아르메니아, 오스트리아, 오스트레일리아, 아제르바이잔, 보스니아 헤르체고비나, 바르바도스, 불가리아, 브라질, 벨라루스, 캐나다, 스위스, 중국, 쿠바, 체코, 독일, 덴마크, 에스토니아, 스페인, 핀란드, 영국, 그루지야, 헝가리, 이스라엘, 아이슬란드, 일본, 케냐, 키르키즈스탄, 북한, 대한민국, 카자흐스탄, 세인트루시아, 스리랑카, 리베이라, 레소토, 리투아니아, 룩셈부르크, 라트비아, 몰도바, 마다가스카르, 마케도니아공화국, 몽고, 말라위, 멕시코, 노르웨이, 뉴질랜드, 슬로베니아, 슬로바키아, 타지키스탄, 투르크멘, 터키, 트리니다드토바고, 우크라이나, 우간다, 우즈베키스탄, 베트남, 폴란드, 포르투칼, 루마니아, 러시아, 수단, 스웨덴, 싱가포르, 가나, 감비아, 기니 비사우, 인도네시아, 시에라리온, 세르비아 앤 몬테네그로, 짐바브웨,
	AP ARIPO특허 : 케냐, 레소토, 말라위, 수단, 스와질랜드, 우간다, 가나, 감비아, 짐바브웨,
	EA 유라시아특허 : 아르메니아, 아제르바이잔, 벨라루스, 키르키즈스탄, 카자흐스탄, 몰도바, 러시아, 타지키스탄, 투르크멘,
	EP 유럽특허 : 오스트리아, 벨기에, 스위스, 독일, 덴마크, 스페인, 프랑스, 영국, 그리스, 아일랜드, 이탈리아, 룩셈부르크, 모나코, 네덜란드, 포르투칼, 스웨덴, 핀란드, 사이프러스,
	OA OAPI특허 : 부르키나파소, 베닌, 중앙아프리카, 콩고, 코트디브와르, 카메룬, 가봉, 기니, 말리, 모리타니, 니제르, 세네갈, 차드, 토고,
(30) 우선권주장	08/842,993 1997년04월25일 미국(US)
(73) 특허권자	퀄컴 인코포레이티드 미국 92121-1714 캘리포니아주 샌디에이고 모어하우스 드라이브 5775
(72) 발명자	타이드맨에드워드지.주니어. 미국캘리포니아주92122샌디에고브롬필드에비뉴4350  세인츠카이쓰더블유. 미국캘리포니아주92122샌디에고쇼얼란드라이브7160아파트먼트4212
(74) 대리인	특허법인코리아나
<b>심사관 : 김상우</b>	

## (54) 통신시스템의 송신 전력 제어방법 및 장치

---

### 요약

원격국(6)에서의 포워드 링크 전력 제어 메카니즘은, 포워드 트래픽 채널(10a)상으로 하나 이상의 기지국(4a, 4b, 4n)에 의해 송신되는 리버스 링크 전력 제어 비트들을 측정한다. 원격국(6)에서, 다수의 기지국(4a, 4b, 4n)으로부터 또는 다수의 신호 경로로부터의 리버스 링크 전력 제어 비트들이 측정되고, 결합되며, 필터링되어 포워드 링크 신호 품질의 개선된 측정값을 산출한다. 신뢰성이 없는 것으로 여겨지는 리버스 링크(12a, 12b) 전력 제어 비트들은 전력 제어 그룹에서의 사용으로부터 생략된다. 원격국(6)은 측정값들에 따라 포워드 링크 전력 제어 비트 세트를 생성하고, 이 비트를 원격국(6)과 통신하고 있는 모든 기지국(4a, 4b, 4n)에 송신한다. 각 기지국(4a, 4b, 4n)은 포워드 링크 전력 제어 비트의 측정값에 따라 포워드 트래픽 채널(10a)의 이득을 조정한다. 기지국(4a, 4b, 4n)의 포워드 트래픽 채널의 이득은 주기적으로 교정되어, 기지국에 의한 포워드 링크 전력 제어 비트들의 예러성 수신이 누적되지 않도록 한다.

### 대표도

도 2

### 색인어

송신전력제어

### 명세서

### 기술분야

본원 발명은 통신시스템의 송신 전력 제어방법 및 장치에 관한 것이다. 특히, 본원 발명은 CDMA 통신시스템의 전력제어를 위한 신규하고 개선된 방법 및 장치에 관한 것이다.

### 배경기술

코드분할 다중 접속(CDMA) 변조 기술의 사용은, 많은 수의 시스템 사용자가 존재하는 통신을 용이하게 하기 위한 몇몇 기술들 중의 하나이다. 시분할 다중 접속(TDMA)과 주파수분할 다중 접속(FDMA)과 같은 다른 다중 접속 통신시스템 기술들은 당해 분야에 공지되어 있다. 그러나, CDMA의 스프레드 스펙트럼 변조 기술은 다중 접속 통신시스템용의 다른 변조 기술에 대하여 상당한 이점을 가지고 있다. 다중 접속 통신시스템에서의 CDMA 기술의 사용은, "SPREAD SPECTRUM MULTIPLE ACCESS COMMUNICATION SYSTEM USING SATELLITE OR TERRESTRIAL REPEATERS," 으로 명명되고 본원 발명의 양수인에게 양도된 미국 특허 제4,901,307 호에 개시되어 있으며, 여기에 참조로 포함된다. 또한, 다중 접속 통신시스템에서의 CDMA 기술의 사용은, "SYSTEM AND METHOD FOR GENERATING SIGNAL WAVEFORMS IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM," 으로 명명되고 본원 발명의 양수인에게 양도된 미국 특허 제5,103,459호에 개시되어 있으며, 여기에 참조로 포함된다. 또한, CDMA 시스템은 "TIA/EIA/IS-95-A Mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular System"(이하에서 IS-95-A 또는 TIA/EIA/IS-95-A로 칭함)에 부합하도록 디자인될 수 있다.

CDMA는, 광대역 신호로서의 고유한 특성에 의해, 신호 에너지를 와이드 밴드폭에 걸쳐서 스프레드함으로써 주파수 다이버시티의 형태를 제공한다. 따라서, 주파수 선택성 페이딩(fading)은 CDMA 신호 밴드폭의 작은 부분만에 영향을 미친다. 공간 또는 경로 다이버시티(diversity)는 다중 신호 경로를 동시성 링크들을 통해 이동 사용자에게 또는 2 이상의 기지국을 통해 원격국에 제공함으로써 얻어진다. 또한, 경로 다이버시티는 스프레드 스펙트럼 프로세싱을 통한 다중경로 환경을 사용하고 다른 전파 지연(propagation delay)으로 도달하는 신호들을 분리하여 수신하고 처리함으로써 얻어질 수도 있다. 경로 다이버시티의 예들이, "METHOD AND SYSTEM FOR PROVIDING A SOFT HANDOFF IN COMMUNICATIONS IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM" 으로 명명된 미국 특허 제5,101,501호 및 "DIVERSITY RECEIVER IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM" 으로 명명된 미국 특허 제5,109,390호에 예시되어 있으며, 이들 두 특허는 본원 발명의 양수인에게 양도되고 여기에 참조로 포함된다.

리버스 링크는 원격국으로부터 기지국으로의 송신을 말한다. 리버스 링크상에서, 각 송신중의 원격국은 네트워크에서 다른 원격국들에 대한 인터피어런스로 작용한다. 따라서, 리버스 링크 용량(capacity)은 다른 원격국들로부터의 송신에 의한 전체 인터피어런스에 의해 제한된다. CDMA 시스템은, 사용자가 통화중이 아닐때, 적은 비트들을 송신함으로써 리버스 링크 용량을 증가시켜, 전력을 저감하고 인터피어런스를 감소시킨다.

인터피어런스를 최소화하고 리버스 링크 용량을 최대로 하기 위해서, 각 원격국의 송신 전력은 3 개의 리버스 링크 전력 제어 루프에 의해 제어된다. 제 1 전력 제어 루프는 포워드 링크상에서 수신된 전력에 반비례하게 송신 전력을 설정함으로써 원격국의 송신 전력을 조정한다. IS-95-A 시스템에서, 송신 전력은  $P_{out} = -73 - Pin$  으로 주어지는데, 여기서  $Pin$  은 dBm 으로 주어지는 원격국에 의해 수신된 전력이고,  $P_{out}$  은 dBm 으로 주어지는 원격국의 송신 전력이며, -73 은 상수이다. 이러한 전력 제어 루프는 종종 개방 루프(open loop)라 한다.

제 2 전력 제어 루프는, 기지국에서 수신된 리버스 링크 신호의 신호 품질(비트당 에너지 대 노이즈와 인터피어런스의 합산 비율 Eb/Io 로 측정됨)이 소정 레벨로 유지되도록 원격국의 송신 전력을 조정한다. 이 레벨은 Eb/Io 설정 포인트라 한다. 기지국은 기지국에서 수신된 리버스 링크 신호의 Eb/Io 값을 측정하고, 이 측정된 Eb/Io 값에 응답하여 포워드 트래픽 채널을 통해 원격국에 리버스 링크 전력 제어 비트를 송신한다. 이 리버스 전력 제어 비트는 20 msec 프레임마다 16 회 또는 800 bps 레이트로 설정된다. 포워드 트래픽 채널은 기지국에서 원격국으로 데이터와 함께 리버스 링크 전력 제어 비트를 반송한다. 이 제 2 루프는 폐쇄 루프(closed loop)라 한다.

통상적으로 CDMA 통신시스템은 데이터 패킷을 이산 데이터 프레임으로 송신한다. 따라서, 소망 레벨의 성능은 통상 프레임-에러-비율(FER)로 측정된다. 제 3 전력 제어 루프는, FER로 측정되는 소망 레벨의 성능이 유지되도록 Eb/Io 설정 포인트를 조정한다. 소정 FER 을 얻기 위해 필요한 Eb/Io 는 전파 조건에 의존한다. 이 제 3 루프는 종종 외부 루프(outer loop)라 한다. 리버스 링크에 대한 전력 제어 메카니즘은, "METHOD AND APPARATUS FOR CONTROLLING TRANSMISSION POWER IN A CDMA CELLULAR MOBILE TELEPHONE SYSTEM" 으로 명명되고, 본원 발명의 양수인에게 양도된 미국 특허 제5,056,109호에 상세하게 개시되어 있으며, 여기에 참조로 포함된다.

포워드 링크는 기지국에서 원격국으로의 송신을 말한다. 포워드 링크상에서, 기지국의 송신 전력은 여러가지 이유로 제어되고 있다. 기지국으로부터의 높은 송신 전력은 다른 원격국에 수신된 신호에 과도한 인터피어런스를 초래할 수 있다. 반대로, 기지국의 송신 전력이 너무 낮으면, 원격국은 에러성 데이터 송신을 수신하게 된다. 지상 채널 페이딩(terrestrial channel fading) 및 다른 공지 요인들이 원격국에 의해 수신된 포워드 링크 신호의 품질에 영향을 미칠 수 있다. 결과적으로, 각 기지국은 원격국에서 소망 레벨의 성능을 유지하도록 송신 전력을 조정하려 한다.

포워드 링크 상에서의 전력 제어는 데이터 송신에 있어 특히 중요하다. 통상적으로 데이터 송신은 포워드 링크상에서 송신된 데이터의 양이 리버스 링크상에서 보다 큰 상태의 비대칭이다. 송신 전력이 소망 레벨의 성능을 유지하도록 제어되는 것을 특징으로 하는, 포워드 링크 상에서의 효율적인 전력 제어 메카니즘에서는, 전체적인 포워드 링크 용량이 개선될 수 있다.

포워드 링크 송신 전력 제어용 방법 및 장치가, "METHOD AND APPARATUS FOR PERFORMING FAST FORWARD POWER CONTROL IN A MOBILE COMMUNICATION SYSTEM" 의 명칭으로 1995년 3월 31일 출원된 미국 특허출원 제08/414,633호 (2000년 3월 7일자 미국 특허 제 6,035,209 호로 등록) 에 개시되어 있으며, 이 출원은 본원 발명의 양수인에게 양도되었으며 이하에서 '209 특허로 여기에 참조로 포함된다. '209 특허에 개시된 방법에서는, 송신된 프레임의 데이터가 에러상태로 수신되는 경우, 원격국은 기지국에 에러-표시-비트(EIB) 메시지를 송신한다. 상기 EIB는 리버스 트래픽 채널 프레임에 포함된 비트이거나, 리버스 트래픽 채널상으로 전송된 별도의 메시지일 수 있다. 상기 EIB 메시지에 응답하여, 기지국은 원격국으로의 송신 전력을 증가시킨다.

상기 방법의 단점들 중 하나는 긴 응답 시간이다. 처리 지연(processing delay)은, 기지국이 부적절한 전력으로 프레임을 송신하는 시간으로부터 기지국이 원격국으로부터의 에러 메시지에 응답하여 송신 전력을 조정하는 시간까지의 시간 구간을 포함한다. 상기 처리 지연은, (1)기지국이 부적절한 전력으로 데이터 프레임을 송신하고, (2)원격국이 데이터 프레임을 수신하고, (3)원격국이 프레임 에러(즉, 프레임 삭제)를 검사하고, (4)원격국이 기지국에 에러 메시지를 송신하며, (5)기지국이 에러 메시지를 수신하여 송신 전력을 적절하게 조정하는 시간을 포함한다. 포워드 트래픽 채널 프레임은 EIB 메시지가 생성되기 전에 수신, 복조, 및 디코드되어야 한다. 다음으로, 상기 비트가 포워드 트래픽 채널의 송신 전력을 조정하는 데 사용되기 전에, 상기 EIB 메시지를 반송하는 리버스 트래픽 채널 프레임이 생성, 인코드, 송신, 디코드 및 처리되어야 한다.

통상적으로, 소망 레벨의 성능은 1 % FER 이다. 따라서, 평균적으로, 원격국은 100 프레임마다 프레임 에러를 나타내는 1 에러 메시지를 송신한다. IS-95-A 규격에 의하면, 각 프레임은 20 msec 길이이다. 이런 타입의 EIB 기초의 전력 제어는, 포워드 링크 송신 전력을 조정하여 셰도잉 조건(shadowing conditions)을 처리하는데 잘 작동하지만, 레이트가 느리기 때문에 가장 느린 페이딩 조건을 제외하고는 페이딩에 있어 비효율적이다.

포워드 링크 송신 전력을 제어하는 제 2 방법은, 원격국에서 수신된 신호의 Eb/Io 를 활용하는 것이다. FER 이 수신된 신호의 Eb/Io 에 의존하므로, 전력 제어 메카니즘은 Eb/Io 를 소망 레벨로 유지하도록 디자인될 수 있다. 이러한 디자인은 데이터가 다양한 데이터로 포워드 링크상으로 송신되는 경우에 어려움을 겪게 된다. 포워드 링크상에서, 송신 전력은 데이터 프레임의 데이터 레이트에 따라 조정된다. 낮은 데이터 레이트에서, 각 데이터는 TIA/EIA/IS-95-A 에 기재된 것과 같은 변조 심볼(modulation symbol)을 반복함으로써 더 긴 시간 구간에 걸쳐서 송신된다. 비트당 에너지 Eb 는 1 비트 시간구간에 걸쳐서 수신된 전력의 누적값으로, 각 변조 심볼의 에너지를 누적함으로써 얻어진다. 동일한 양의 Eb 에 대하여, 각 데이터 비트는 낮은 데이터 레이트에서 비례적으로 적은 송신 전력으로 송신될 수 있다. 통상적으로, 원격국은 미리 송신 레이트를 알지 못하며, 전체 데이터 프레임이 복조되고, 디코드되어, 데이터 프레임의 데이터 레이트가 결정될 때까지는 수신된 비트당 에너지 Eb 를 계산할 수 없다. 따라서, 상기 방법의 지원은 앞서 언급된 미국 특허출원 제08/414,633호 (미국 특허 제6,035,209 호) 에 기재된 것 정도이며, 그 레이트는 프레임당 1 전력 제어 메시지이다. 이것은, TIA/EIA/IS-95-A 에서처럼 프레임당 16 회의 1 전력 제어 메시지 (비트) 가 있을 수 있는 리버스 링크 접근방식과는 반대이다.

패스트 포워드 링크 전력 제어를 수행하기 위한 다른 방법 및 장치는, 앞서 언급된 미국 특허출원 제08/414,633호 (미국 특허 제6,035,209호) 에, "CENTRALIZED FORWARD LINK POWER CONTROL" 의 명칭으로 1995년 11월 15일에 출원된 미국 특허출원 제08/559,386호 (2000년 10월 24일자로 등록된 미국 특허 제6,137,840호), "METHOD AND APPARATUS FOR MEASURING LINK QUALITY IN A SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION SYSTEM" 의 명칭으로 1996년 9월 27일 출원된 미국 특허출원 제08/722,763호 (1999년 5월 11일자로 등록된 미국 특허 제5,903,554호), "METHOD AND APPARATUS FOR PERFORMING DISTRIBUTED FORWARD POWER CONTROL" 의 명칭으로 1996년 9월 16일 출원된 미국 특허출원 제08/710,335호 (1999년 4월 6일자로 등록된 미국 특허 제5,893,035호), 및 "METHOD AND APPARATUS FOR ADJUSTING THRESHOLDS AND MEASUREMENTS OF RECEIVED SIGNALS BY ANTICIPATING POWER CONTROL COMMANDS YET TO BE EXECUTED" 의 명칭으로 1996년 11월 20일 출원된 미국 특허출원 제08/752,860호 (2000년 6월 13일자로 등록된 미국 특허 제6,075,974호) 에 기재되어 있으며, 상기 특허출원들은 모두 본원 발명의 양수인에게 양도되었고 여기에서 참조로 포함된다.

포워드 링크와 리버스 링크의 근본적인 차이는, 송신 레이트가 리버스 링크상에 공지될 필요가 없다는 것이다. 앞서 언급된 미국 특허 제5,056,109에 기재된 것처럼, 원격국은 낮은 레이트로 연속해서 송신하지 않는다. 원격국이 송신하고 있을 때, 원격국은 송신 레이트에 관계없이 동일한 전력 레벨과 동일한 파형으로 송신한다. 기지국은 전력 제어 비트의 값을 결정하고, 이 비트를 원격국에 프레임당 16 회 전송한다. 원격국이 송신 레이트를 알고 있으므로, 원격국은 송신하지 않을 때의 횟수에 대응하는 전력 제어 비트들을 무시할 수 있다. 이에 의하여 패스트 리버스 링크 전력 제어가 가능해진다. 그러나, 효율적인 전력 제어 레이트는 송신 레이트에 따라 변화한다. TIA/EIA/IS-95-A 에 대하여, 상기 레이트는 최대 레이트 프레임(full rate frame)에 대하여 800 bps 이고, 1/8 레이트 프레임에 대하여는 100 bps 이다.

다른 리버스 링크 구조가, "HIGH DATA RATE CDMA WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM" 의 명칭으로 1996년 5월 28일 출원된 미국 특허출원 제08/654,443호 (1999년 7월 27일자로 등록된 미국 특허 제5,930,230) 에 기재되어 있으며, 이 특허출원은 본원 발명의 양수인에게 양도되었고 여기에서는 '230 특허로 참조로 포함된다. '230 특허에 의하면, 보조 파일롯(auxiliary pilot)이 리버스 링크내에 도입되어 있다. 상기 파일롯 레벨은 리버스 링크상의 송신 레이트에 독립적이다. 이러한 특징은, 기지국이 파일롯 레벨을 측정하고 일정한 레이트로 원격국에 리버스 링크 전력 제어 비트를 보낼 수 있게 한다.

### 발명의 개요

본원 발명은 높은 레이트의 포워드 링크 전력 제어용 방법 및 장치를 제공하고자 하는 것이다.

본원 발명의 목적은, 포워드 링크 전력 제어 루프의 응답시간을 개선하고, 포워드 트래픽 채널을 통해 1 프레임 내에서 복수회 송신되는 리버스 링크 전력 제어 비트의 품질을 측정함으로써 포워드 링크상에서 송신 전력의 동적 조정을 가능하게 하는 것이다. 짧은 시간 구간동안에 걸친 측정을 통해, 기지국은 송신 전력을 동적으로 조정하여, 다른 기지국들에의 인터페어런스를 최소화하고 포워드 링크 용량을 최대화할 수 있다. 개선된 응답 시간을 통해 전력 제어 루프는 느린 페이딩을 효율적으로 보상할 수 있다. 패스트 페이딩에 대하여는, 통신시스템의 블록 인터리버(block interleaver)가 효율적이다.

일 태양에서, 본원 발명은, 제 1 비트 세트의 진폭을 측정하는 단계, 상기 진폭 값들을 타겟 에너지 레벨에 대하여 비교하는 단계, 및 상기 비교 단계에 응답하여 제 2 비트 세트를 생성하는 단계를 구비하는, CDMA 시스템에서의 송신 전력을 제어 하는 방법을 제공한다.

다른 태양에서, 본원 발명은, 수신된 신호의 품질을 타겟 에너지 레벨로 유지하는 제 1 전력 제어 루프와, 상기 수신된 신호의 측정된 성능을 유지하는 제 2 전력 제어 루프를 구비하고, 상기 제 1 전력 제어 루프는 제 1 비트 세트와 타겟 에너지 레벨을 수신하여 상기 제 1 비트 세트와 상기 타겟 에너지 레벨에 응답하여 제 2 비트 세트를 제공하며, 상기 제 2 전력 제어 루프는 프레임 에러의 표시와 성능 임계값을 수신하여 상기 측정된 성능과 상기 성능 임계값에 응답하여 상기 제 1 전력 제어 루프에 상기 타겟 에너지 레벨을 제공하는, CDMA 시스템에 있어서의 송신 전력 제어 장치를 제공한다.

다른 태양에서, 본원 발명은, 하나 이상의 기지국과 하나 이상의 원격국을 구비하는 무선 통신시스템에서의 기지국용 제어기를 제공하고, 상기 제어기는 송신 채널로 전력 제어 신호와 함께 통신 신호를 송신하는 송신기, 원격국으로부터 송신 채널로 신호를 수신하고 원격국에 의해 송신 채널로 수신된 통신 신호의 속성을 나타내는 수신기, 및 상기 수신기에 의해 수신된 신호를 처리하고 이 처리된 신호에 의존하여 송신 채널로 송신기에 의해 송신된 전력 제어 신호를 제어하는 제어기를 구비한다.

또한, 본원 발명은 하나 이상의 기지국과 하나 이상의 원격국을 구비하는 무선 통신시스템에서 사용되는 원격국을 제공하고, 상기 원격국은 송신 채널로 기지국에 의해 송신된 전력 제어 신호와 함께 하나 이상의 통신 신호를 수신하는 수신기, 이 수신기에 의해 수신된 신호를 처리하여 수신기에 의해 수신된 통신 신호의 속성을 결정하는 제어기, 및 수신된 통신 신호의 속성을 나타내는 신호를 송신 채널로 송신하는 송신기를 구비한다.

본원 발명의 실시예에서, 원격국은 포워드 트래픽 채널상에서 초당 800 비트의 레이트로 송신되는 리버스 링크 전력 제어 비트를 측정한다. 리버스 링크 전력 제어 비트는 포워드 트래픽 채널 데이터 스트림내로 평춰링된다. 전력 제어 비트의 이득은, 포워드 링크 데이터 비트의 이득에 따라 조정된다. 그러나, 데이터 비트와는 달리, 전력 제어 비트의 송신 레벨은 데이터 레이트에 따라 스케일링(scale)되지 않는다. 전력 제어 비트의 측정된 신호 품질은 기지국의 송신 전력을 조정하는데 사용된다.

본원 발명의 목적은, 리버스 링크 전력 제어 비트의 에너지 측정값들을 사용하여 포워드 링크 전력 제어의 응답 시간을 개선하는 것이다. 리버스 링크 전력 제어 비트는 800 bps 의 레이트로 송신된다. 따라서, 본원 발명의 포워드 링크 전력 제어 메카니즘은 매 1.25 msec 마다 주기적으로 수신된 포워드 트래픽 채널의 품질을 측정할 수 있다. 이러한 측정값은 포워드 링크 송신 전력의 조정을 위해 기지국에 송신될 수 있다. 기지국은 개선된 응답시간을 통하여 채널에서의 느린 페이드(slow fades)를 효율적으로 보상할 수 있고, 포워드 트래픽 채널의 성능을 개선할 수 있다.

본원 발명의 다른 목적은, 기지국의 송신 전력의 신속한 조정을 통해 포워드 링크의 용량을 증가시키는 것이다. 본원 발명의 전력 제어 메카니즘을 통하여, 기지국은 필요 레벨의 성능을 유지하기에 필요한 최소한의 송신 전력으로 송신할 수 있다. 기지국의 전체 송신 전력이 고정되어 있으므로, 소정의 작업에 대한 최소 송신을 통해 송신 전력을 절약함으로써, 이를 다른 작업에 사용할 수 있다.

본 발명의 다른 목적은, 신뢰성 있는 포워드 링크 전력 메카니즘을 제공하는 것이다. 원격국에서는, 기지국의 다수의 섹터로부터의 리버스 링크 전력 제어 비트 또는 동일 섹터로부터의 다수의 신호 경로가 조합되어, 포워드 링크 신호 품질의 개선된 측정값을 산출한다. 신뢰할 수 없는 리버스 링크 전력 제어 비트는 전력 제어 루프에의 사용에서 빠질 수도 있다. 기지국들에서, 포워드 링크 전력 제어 비트들은 원격국과 통신하고 있는 모든 기지국에 의해 수신된다. 기지국의 포워드 트래픽 채널의 이득은 주기적으로 교정되어, 기지국에 의한 포워드 링크 전력 제어 비트의 에러성 수신이 누적되지 않게 한다.

본원 발명의 다른 목적은, 리버스 링크에 대해 외부 루프에 의해 행해지는 것과 유사하게, 소망의 프레임 에러 비율로 포워드 링크 전력을 조정하는 메카니즘을 제공하는 것이다.

본원 발명의 다른 목적은, 기지국들간에 전력 제어 비트를 통신하는 메카니즘을 제공하는 것이다. 포워드 링크 송신 전력을 제어하는 전력 제어 비트는 상이한 기지국들에서 올바르게 수신될 수도 있고 아닐 수도 있다. 본원 발명은 포워드 링크 송신 전력을 업데이트하기에 필요한 정보를 에러성 전력 제어 비트를 수신하는 기지국에 제공한다.

### 도면의 간단한 설명

본원 발명의 특징, 목적, 및 장점은 첨부 도면들을 참조하여 본원 발명의 실시예 이하에 개시된 상세한 설명으로부터 명백해질 것이다. 이때, 동일 참조 부호들은 도면 전체를 통하여 동일한 의미를 나타낸다.

도 1 은 본원 발명을 구체화하고, 원격국과 통신하고 있는 복수의 기지국을 구비하는 통신시스템의 도면.

도 2 는 기지국과 원격국의 예시적인 블록도.

도 3 은 포워드 트래픽 채널의 예시적인 블록도.

도 4 는 원격국내의 복조기의 예시적인 블록도.

도 5 는 원격국내의 디코더의 예시적인 블록도.

도 6 은 원격국의 전력 제어 프로세서의 예시적인 블록도.

도 7 은 포워드 및 리버스 링크 전력 제어 채널의 타이밍도.

도 8 은 포워드 링크 전력 제어 루프내의 이득 교정 메카니즘의 타이밍도.

### 바람직한 실시예의 상세한 설명

본원 발명을 구체화하는 시스템에서, 기지국은 포워드 트래픽 채널상으로 데이터와 함께 리버스 링크 전력 제어 비트를 송신한다. 원격국은 리버스 링크 전력 제어 비트를 사용하여, 시스템에서 다른 원격국들에의 인터피어런스를 최소화하면서, 소망 레벨의 성능을 유지하도록 송신 전력을 제어한다. 리버스 링크에 대한 전력 제어 메카니즘이 앞서 언급한 미국 특허 제 6,035,209호에 개시되어 있다. 처리 지역에의 민감성때문에, 리버스 링크 전력 제어 비트는 인코드되지 않는다. 사실, 전력 제어 비트는 데이터상으로 평춰링된다(puncturing)(도 3 참조). 이런 측면에서, 평춰링은 하나 이상의 코드 심볼들을 전력 제어 비트로 대체시키는 공정이다.

예시적인 실시예에서, 리버스 링크 전력 제어 비트는 800 bps 의 레이트로, 또는 매 1.25 msec 타임 슬롯동안에 1 전력 제어 비트로 송신된다. 상기 타임 슬롯은 전력 제어 그룹이라 한다. 균등한 간격으로 전력 제어 비트를 송신함으로써, 기지국은 다수의 원격국에 동시에 전력 제어 비트를 전송할 수 있다. 이것은 송신된 전력량에 있어 피크를 초래한다. 결과적으로, 전력 제어 비트는 1.25 msec 전력 제어 그룹내에서 유사난수로 위치하게 된다. 이것은 1.25 msec 타임 슬롯을 24 위치로 분할하고, 긴 PN 시퀀스로 전력 제어 비트를 평춰링할 위치를 유사난수로 선택함으로써 달성된다. 예시적인 실시예에서는, 전력 제어 그룹내에서 처음의 16 개의 위치들 중 하나만이 시작위치로 선택되고, 나중의 8 개의 위치들은 선택되지 않는다.

포워드 트래픽 채널은 가변 레이트 채널이고, 포워드 트래픽 채널의 송신 전력은 데이터 레이트에 의존한다. 포워드 트래픽 채널의 성능은 원격국에서 수신된 신호의 비트당 에너지 Eb 에 의해 결정된다. 낮은 데이터 레이트에서, 동일한 비트당 에너지는 더 긴 시간 구간동안에 걸쳐서 스프레드되어, 더 낮은 송신 전력 레벨을 가져온다.

예시적인 실시예에서, 포워드 링크상으로의 송신은 TIA/EIA/IS-95-A 에 따라 이루어진다. IS-95-A 규격은 2 개의 레이트 세트 중 하나를 사용하는 송신을 제공한다. 레이트 세트 1 은 9.6 kbps, 4.8 kbps, 2.4 kbps, 및 1.2 kbps 의 데이터 레이트를 지원한다. 9.6 kbps 데이터 레이트는 레이트 1/2 컨벌루션 인코더에 의해 인코드되어, 19.2 ksps 심볼 레이트를 산출한다. 낮은 데이터 레이트에 대해 인코드된 데이터는 19.2 ksps 심볼 레이트를 얻기 위해 N 번 반복된다. 레이트 세트 2 는 14.4 kbps, 7.2 kbps, 3.6 kbps, 및 1.8 kbps 의 데이터 레이트를 지원한다. 14.4 kbps 데이터 레이트는, 레이트 3/4 을 얻기 위해 평춰링된 레이트 1/2 컨벌루션 인코더에 의해 인코드된다. 따라서, 심볼 레이트는 또한 14.4 kbps 데이터 레이트에 대하여 19.2 ksps 이다. 레이트 세트는 호의 초기 단계동안에 기지국에 의해 선택되고, 통상적으로 호 (call) 동안에 레이트 세트가 변하더라도 통신 중에 남아있다. 예시적인 실시예에서, 리버스 링크 전력 제어 비트의 지속기간은 레이트 세트 1 에 대하여는 2 심볼 크기( $104.2 \mu s$ )이고, 레이트 세트 2 에 대하여는 1 심볼 크기( $52.1 \mu s$ )이다.

본 명세서에서, 포워드 트래픽 채널의 송신 이득은 송신된 데이터 신호의 비트당 에너지 Eb(트래픽)이다. 낮은 데이터 레이트를 갖는 프레임은 특정 비트당 에너지로 송신된 더 적은 비트로 구성되고, 따라서 더 적은 전력으로 송신된다. 이런 방식으로 포워드 링크 트래픽 채널의 전력 레벨은 현재 송신되는 프레임의 데이터 레이트로 스케일링된다. 리버스 링크 전력

제어 비트의 송신 이득은, 데이터 스트림내에 평춰링된 리버스 링크 전력 제어 비트의 비트당 에너지 Eb(전력 제어)이다. 각 리버스 링크 전력 제어 비트는 동일한 지속기간을 가지므로, 이 비트들의 전력 레벨은 평춰링되는 프레임의 데이터 레이트에 의존하지 않는다. 전력 제어 비트의 이러한 특징은 본 실시예에 의해 이용되어, 개선된 포워드 링크 전력 제어 메카니즘을 제공한다. 포워드 링크 전력 제어의 동작을 통해서 기지국은 트래픽 채널 이득의 조정을 하게된다. 예시적인 실시예에서, 트래픽 채널 이득의 각 조정은 또한 리버스 링크 전력 제어 비트의 이득에 적용되어, 두개의 이득이 함께 조정된다.

원격국에 의해 수신되는 포워드 링크 신호의 품질은, 포워드 트래픽 채널상으로 송신되는 리버스 링크 전력 제어 비트의 진폭을 측정함으로써 결정된다. 데이터 비트의 품질은 직접 측정되기 보다는, 리버스 링크 전력 제어 비트의 측정된 진폭 값으로부터 유도된다. 이것은 전력 제어 비트와 트래픽 데이터가 전파 환경의 변화에 동일하게 영향을 받으므로 타당하다. 따라서, 데이터 비트의 진폭이 전력 제어 비트의 진폭에 공지된 비율로 유지된다면 실시예는 잘 동작하게 된다.

통상적으로, 리버스 링크 전력 제어 비트는 낮은 송신 전력 레벨로 송신된다. 또한, 전력 제어 비트는 통신시스템내에서 다수의 기지국으로부터 송신될 수 있다. 전력 제어 비트의 진폭의 더욱 정확한 측정은, 전력 제어 비트를 수신하고, 파일럿 신호의 위상 및 진폭에 따라 전력 제어 비트의 위상 및 진폭을 조정하며, 전력 제어 비트의 조정된 진폭을 필터링함으로써 얻어진다. 전력 제어 비트의 필터링된 진폭은 기지국의 송신 전력을 제어하는데 사용되어, 원격국에서 수신된 포워드 링크 신호의 품질이 소망 레벨에서 유지된다.

포워드 링크 전력 제어 메카니즘은 2 개의 전력 제어 루프로 동작한다. 폐쇄 루프인 제 1 전력 제어 루프는 기지국의 송신 전력을 조정하여, 원격국에서, 수신된 리버스 링크 전력 제어 비트의 필터링된 진폭의 품질을 타겟 에너지 레벨에서 유지되도록 한다. 대부분의 상황에서, 타겟 에너지 레벨은 포워드 트래픽 채널의 FER을 결정한다. 원격국은 리버스 링크를 통해서 포워드 링크 전력 제어 비트를 전송함으로써 기지국에게 포워드 링크 송신 전력을 조정하도록 요구한다. 각 포워드 링크 전력 제어 비트는 기지국으로 하여금 대응하는 트래픽 채널의 이득을 증가시키거나 감소시키도록 한다. 외부 루프인 제 2 전력 제어 루프는, 소망 FER을 유지하기 위해서 원격국이 타겟 에너지 레벨을 조정하는 메카니즘이다.

포워드 링크 전력 제어 메카니즘의 효율성을 개선하기 위하여, 예를 들면 채널에서의 느린 페이딩을 극복하기 위해, 폐쇄 루프는 높은 레이트로 동작하도록 디자인된다. 예시적인 실시예에서는, 포워드 링크 신호의 품질 측정이 행해지는 리버스 링크 전력 제어 비트가 800 bps로 송신되고, 포워드 링크 전력 제어 비트는 또한 리버스 트래픽 채널상으로 800 bps로 전송된다. 따라서, 기지국의 송신 전력은 초당 800 회까지의 레이트로 조정될 수 있다. 그러나, 포워드 전력 제어 비트가 코드화되지 않고 최소 에너지로 전송되기 때문에, 일부 포워드 전력 제어 비트는 기지국에서 만족스럽게 수신되지 않을 수도 있다. 기지국은 상당히 신뢰성없는 것으로 여겨지는 포워드 전력 제어 비트는 무시하게 된다.

예시적인 실시예에서, 외부 루프인 제 2 포워드 링크 전력 제어 루프는, 매 프레임마다 한번 또는 초당 50 회 타겟 에너지 레벨을 업데이트한다. 외부 루프는 소망 FER 성능을 초래하는 타겟 에너지 레벨의 값을 설정한다. 전파 환경이 변하지 않고 있을 때, 외부 루프는 신속히 타겟 에너지 레벨의 적정값을 결정하고, 타겟을 그 레벨에 유지하여야 한다. 채널 특성(예를 들면, 인터페어런스 레벨의 증가, 이동 사용자의 레이트의 변화, 또는 신호 경로의 출현 또는 소멸)의 변화가 있는 경우에는, 동일 FER로 동작을 계속하기 위해서 다른 타겟 에너지 레벨이 요구될 것이다. 따라서, 외부 루프는 새로운 조건에 적응하기 위해서 신속하게 새로운 레벨로 타겟을 이동시켜야 한다.

## I. 회로 설명

도면들을 참조하면, 도 1 은 원격국들(6)(간략화를 위해서 하나의 원격국(6)만이 도시됨)과 통신하고 있는 다수의 기지국(4)으로 구성되는, 본원 발명을 구현하는 예시적인 통신시스템을 나타내고 있다. 시스템 제어기(2)는 통신시스템내의 모든 기지국(4) 및 공중 교환 전화망(PSTN) (8)에 접속되어 있다. 시스템 제어기(2)는 PSTN(8)에 접속된 사용자들과 원격국(6)상의 사용자들간의 통신을 조정한다. 기지국(4)에서 원격국(6)으로의 데이터 송신은 신호 경로(10)를 통해 포워드 링크 상에서 발생하고, 원격국(6)에서 기지국(4)으로의 송신은 신호 경로(12)를 통해서 리버스 링크상에서 발생한다. 신호 경로는 신호 경로(10a)와 같은 곧은 경로일 수도 있고, 신호 경로(14)와 같은 반사된 경로일 수도 있다. 반사된 경로(14)는 기지국(4a)으로부터 송신된 신호가 반사원(16)에 반사되어 보이는 경로의 라인과 다른 경로를 통해서 원격국(6)에 도달할 때 생성된다. 도 1 에 블록으로 도시되었지만, 반사원(16)은 원격국(6)이 동작하는 환경에서의 인공물, 예를 들면 벌딩이나 다른 구조물의 결과이다.

본원 발명을 구체화하는 기지국(4)과 원격국(6)의 예시적인 블록도가 도 2 에 나타나있다. 포워드 링크상의 데이터 송신은 데이터를 인코더(22)에 제공하는 데이터 소스(20)로부터 기원한다. 인코더(22)의 예시적인 블록도가 도 3 에 나타나있다. 인코더(22)내에서, CRC 인코더(62) 블록은, 예시적인 실시예에서, IS-95-A 규격에 설명된 CRC 생성기에 부합하는 CRC

폴리노미얼(CRC polynomial)로 데이터를 인코드한다. CRC 인코더(62)는 CRC 비트를 추가하고, 데이터에 코드 테일 비트 세트(a set of code tail bits)를 삽입한다. 포맷된 데이터는 컨벌루션 인코더(64)에 공급되고, 이 컨벌루션 인코더(64)는 데이터를 중첩적으로(convolutionally) 인코드하고, 이 인코드된 데이터를 심볼 리피터(66)에 제공한다. 심볼 리피터(66)는 각 심볼을 Ns 회 반복하여, 심볼 리피터(66)의 출력에서 고정된 심볼 레이트를 유지한다. 반복된 심볼들은 블록 인터리버(68)에 제공된다. 블록 인터리버(68)는 심볼들을 재정리하고, 인터리브된 데이터를 변조기 (MOD) (24)에 제공한다.

변조기(24)내에서, 인터리브된 데이터는, 수신중의 원격국(6)에 의해서만 수신될 수 있도록 데이터를 스크램블링(scrambling)하는 긴 PN 코드로 승산기(72)에 의해 스프레드된다. 긴 PN 스프레드 데이터는 (MUX) (74)를 통해서 다중화되고, 원격국(6)에 할당된 트래픽 채널에 대응하는 월쉬 코드로 데이터를 커버하는 승산기(76)로 제공된다. 월쉬 커버된 데이터는 또한 승산기 (78a 및 78b)에 의해 짧은 PNI 및 PNQ로 각각 스프레드된다. 짧은 PN 스프레드 데이터는, 신호를 필터링하고, 변조하고, 업컨버트(upconvert)하고, 증폭하는 송신기(TMTR)(26)(도 2 참조)에 제공된다. 변조된 신호는 듀플렉서(28)를 통해 라우트되고 신호경로(10)를 통해 안테나(30)로부터 포워드 링크상으로 송신된다. 듀플렉서(28)는 일부 기지국 디자인에서는 사용되지 않을 수도 있다.

MUX(74)는 리버스 링크 전력 제어 비트를 데이터 스트림내로 평춰링하기 위해 사용된다. 전력 제어 비트는, 원격국(6)에 리버스 링크 송신 전력을 증가 또는 감소시키도록 명령하는 1-비트 메시지이다. 예시적인 실시예에서, 1 전력 제어 비트가 매 1.25 msec 전력 제어 그룹마다 데이터 스트림내로 평춰링된다. 리버스 링크 전력 제어 비트의 지속기간은 미리 결정되어지고, 시스템에 의해 사용되는 레이트 세트에 의존하여 만들어질 수 있다. 리버스 링크 전력 제어 비트가 평춰링되는 위치는 긴 PN 생성기(70)로부터의 긴 PN 시퀀스에 의해 결정된다. MUX(74)의 출력은 데이터 비트와 리버스 링크 전력 제어 비트를 포함한다.

도 2 를 참조하면, 원격국(6)에서, 포워드 링크 신호는 안테나(102)에 의해 수신되고, 듀플렉서(104)를 통해 라우트되어, 수신기(RCVR) (106)에 제공된다. 수신기(106)는 신호를 필터링하고, 증폭하고, 복조하며, 양자화하여, 숫자화된 I 및 Q 베이스밴드 신호를 얻는다. 베이스밴드 신호들은 복조기(DEMOD)(18)에 제공된다. 복조기(108)는 베이스밴드 신호를 짧은 PNI 및 PNQ 코드로 디스프레드하고, 디스프레드 데이터를 기지국(4)에서 사용된 월쉬 코드와 동일한 월쉬 코드로 디커버(decover)하고, 이 월쉬 디커버된 데이터를 긴 PN 코드로 디스프레드하며, 이 복조된 데이터를 디코더(110)에 제공한다.

도 5 의 디코더(110)내에서, 블록 디-인터리버(180)는 복조된 데이터의 심볼을 재정리하고, 이 디-인터리브된 데이터를 비터비 디코더(182)에 제공한다. 비터비 디코더(182)는 중첩적으로 인코드된 데이터를 디코드하여, 이 디코드된 데이터를 CRC 검사 소자(184)에 제공한다. CRC 검사 소자(184)는 CRC 검사를 수행하여, 이 검사된 데이터를 데이터 싱크(112)에 제공한다.

## II. 전력 제어 비트의 측정

도 4 에는 리버스 링크 전력 제어 비트의 에너지를 측정하는 회로를 도시하는 예시적인 블록도가 나타나 있다. 수신기 (106)로부터의 숫자화된 I 및 Q 베이스밴드 신호는 상관기(106a 내지 160m)(이하에서는 간단히 160 으로 칭함)의 뱅크에 제공된다. 각 상관기(160)는 동일한 기지국(4)으로부터의 상이한 신호 경로에 할당될 수 있거나, 상이한 기지국(4)으로부터의 상이한 송신에 할당될 수 있다. 각 할당된 상관기(160)내에서, 베이스밴드 신호들은 승산기(162)에 의해 짧은 PNI 및 PNQ로 디스프레드된다. 각 상관기(160)내의 짧은 PNI 및 PNQ 코드는, 신호가 송신되는 기지국(4)에 따라서, 그리고 상관기(160)에 의해 복조되고 있는 신호가 겪는 전파 지연에 대응하여 유일한 오프셋을 가질 수 있다. 짧은 PN 디스프레드 데이터는 상관기(160)에 의해 수신되고 있는 트래픽 채널에 할당된 월쉬 코드로 승산기(164)에 의해 디커버된다. 이 디커버된 데이터는 일 심볼시간 동안에 걸쳐서 디커버된 데이터의 에너지를 누적하는 필터(168)에 제공된다. 필터(168)로부터의 필터링된 데이터는 데이터 비트 및 전력 제어 비트를 가지고 있다.

승산기(162)로부터의 짧은 PN 디스프레드 데이터는 또한 파일럿 신호를 포함하고 있다. 기지국(4)에서, 파일럿 신호는 월쉬 코드 0에 대응하여 모두 제로 시퀀스로 커버되어 있다. 따라서, 파일럿 신호를 얻기 위해 어떤 월쉬 디커버링도 필요하지 않다. 짧은 PN 디스프레드 데이터는, 디스프레드 데이터에 대해 로우패스 필터링을 하여 기지국(4)에 의해 포워드 링크상으로 송신된 다른 오쏘고날 채널들(예를 들면, 트래픽 채널, 페이징 채널, 및 접속 채널)로부터 신호를 제거하는 필터(166)에 제공된다.

필터링된 파일럿 신호와 필터링된 데이터에 대응하는 2 개의 복소 신호(또는 벡터)와 전력 제어 비트가, 공지된 방법으로 2 개의 벡터의 내적을 계산하는 내적 회로(170)에 제공된다. 내적 회로(170)의 예시적 실시예가, "PILOT CARRIER DOT

PRODUCT CIRCUIT" 으로 명명되고 본원 발명의 양수인에게 양도된 미국 특허 제5,506,865 호에 상세하게 개시되어 있으며, 이 특허는 본원에서 참조로 포함된다. 내적 회로(170)는 필터링된 데이터에 대응하는 벡터를 필터링된 파일럿 신호에 대응하는 벡터로 투영하고(project), 이 벡터들의 진폭을 승산하여, 부호화된(signed) 스칼라 출력  $s_j(1)$ 을 디멀티플렉서(DEMUX)(172)에 제공한다. 명칭  $s_j(m)$  은 j 번째 심볼 구간동안에 m 번째 상관기로부터의 출력을 지칭하는데 사용된다. 원격국(6)은, 현재 프레임의 j 번째 심볼 구간이 데이터 비트 또는 리버스 링크 전력 제어 비트에 대응하는가를 알고 있다. 따라서, DEMUX(172)는 상관기 출력 벡터,  $s_j = (s_j(1), s_j(2), \dots, s_j(M))$ , 를 라우트하여, 데이터 결합기(174) 또는 전력 제어 프로세서(120)로 출력한다. 데이터 결합기(174)는 그 벡터 입력들을 합산하고, 긴 PN 코드를 사용하여 디스프레드하여, 도 5 의 디코더(110)로 보내지는 복조된 데이터를 생성한다.

리버스 링크 전력 제어 비트는, 도 6 에 상세하게 나타난 것처럼, 전력 제어 프로세서(120)에 의해 처리된다. 비트 누적기(190)는 전력 제어 비트의 지속기간동안에 하나 이상의 심볼들  $s_j(m)$  을 누적하여, 리버스 링크 전력 제어 비트  $b_i(m)$  를 형성한다. 명칭  $b_i(m)$  은, i 번째 전력 제어 그룹동안에, m 번째 상관기(160m)에 대응하는 리버스 링크 전력 제어 비트를 지칭하는데 사용된다. 전력 제어 비트 벡터,  $B_i = (b_i(1), b_i(2), \dots, b_i(M))$ , 는 동일 비트 누적기(192)에 보내진다.

TIA/EIA/IS-95-A 에서는, 하나 이상의 기지국(4)이 동일 원격국(6)과 통신하고 있을 때, 기지국(4)은 동일한 또는 비동일한 리버스 링크 전력 제어 비트를 송신하도록 구성될 수 있다. 통상적으로 기지국들(4)은 물리적으로 동일한 위치에 있을 때, 예를 들면 셀의 상이한 섹터일때, 동일한 전력 제어 비트값들을 전송하도록 구성되어 있다. 동일한 전력 제어 비트값들을 전송하지 않는 기지국들(4)은 통상적으로는 물리적으로 상이한 위치에 위치하는 것들이다. IS-95-A 규격은 또한 동일한 전력 제어 비트를 전송하도록 구성된 기지국들(4)이 원격국(6)에 식별되는 메카니즘을 특정한다. 또한, 원격국(6)이 다수의 전파 경로를 통해서 단일 기지국(4)의 송신을 수신하고 있을 때, 이러한 경로들상에서 수신된 리버스 링크 전력 제어 비트들은 본래 동일하다. 동일 비트 누적기(192)는 동일한 것으로 알려진 리버스 링크 전력 제어 비트들  $b_i(m)$  을 결합한다. 따라서, 비트 누적기(192)의 출력은 리버스 링크 전력 제어 비트 스트림들에 의존하지 않는 P 에 대응하는 리버스 링크 전력 제어 비트들,  $B_i = (b_i(1), b_i(2), \dots, b_i(P))$ , 의 벡터이다.

부호 비트(sign bits),  $sgn(B_i(p))$ , 의 벡터는 리버스 링크 전력 제어 로직(194)에 제공된다. IS-95-A 규격은, 부호들중에서 임의의 부호가 음수이면, 원격국(6)은 송신 전력 레벨을 감소시킨다는 것을 특정한다. 모든 부호 비트  $sgn(B_i(p))$  가 양수이면, 원격국(6)은 송신 전력 레벨을 증가시킨다. 리버스 링크 전력 제어 로직(194)은 IS-95-A 에 특정된 것처럼 부호 비트  $sgn(B_i(p))$  의 벡터를 처리한다. 리버스 링크 전력 제어 로직(194)의 출력은 원격국(6)이 폐쇄 루프 리버스 링크 전력 제어를 위해 송신 이득을 증가 또는 감소시켜야 하는가를 나타내는 단일 비트이다. 이 비트는 이에 따라 이득을 조정하는 송신기(136)에 제공된다(도 2 참조).

리버스 링크 전력 제어 비트의 극성(예를 들면 양 또는 음의 부호)이 아니라 그의 진폭은, 원격국(6)에 의해 측정된 신호 품질을 나타낸다. 따라서, 비동일 비트 누적기(196)는 변조된 데이터를 제거하고, 다음의 수학식에 따라 결합되는 리버스 링크 전력 제어 비트  $|B_i(p)|$  의 절대값상에서 동작한다.

### 수학식 1

$$x_i = \frac{1}{P} \sum_{p=0}^{P-1} |B_i(p)|^\beta$$

, 여기서  $\beta$ 는 비선형성의 차수를 특정하고, P 는 독립적인 리버스 링크 전력 제어 비트 스트림의 개수를 나타낸다. 예시적인 실시예에서,  $\beta=1$  은 전력 제어 비트의 진폭의 절대값의 측정에 대응하고,  $\beta=2$  는 전력 제어 비트의 에너지의 측정에 대응한다. 본원 발명의 범위를 벗어남이 없이 시스템 디자인에 따라서,  $\beta$ 에 대해 다른 값들이 사용될 수 있다. 비동일 비트 누적기(196)의 출력은 i 번째 전력 제어 그룹동안에 리버스 링크 전력 제어 서브채널의 수신된 비트당 에너지를 나타내는 값  $x_i$  이다.

리버스 링크 전력 제어 비트는 인코드되지 않고, 따라서 인터피어런스에 의해 초래된 에러들에 특히 민감하다. 폐쇄 루프 리버스 링크 전력 제어의 빠른 응답 시간은, 원격국(6)의 송신 이득의 이러한 에러성 조정이 연속하는 전력 제어 그룹들내에서 보상될 수 있으므로, 리버스 링크 전력 제어의 성능에 미치는 에러의 효과를 감소시킨다. 그러나, 전력 제어 비트의 진폭이 포워드 링크 신호의 품질을 나타내는 것으로 사용되므로, 필터(198)는 전력 제어 비트의 진폭에 대한 더욱 신뢰성 있는 측정을 제공하는데 사용된다.

필터(198)는 공지된 다수의 디자인 중의 하나, 예를 들면 아날로그 필터 또는 디자인 필터를 사용하여 구현될 수 있다. 예를 들면, 필터(198)는 유한 임펄스 응답(FIR) 필터 또는 무한 임펄스 응답(IIR) 필터로 구현될 수 있다. FIR 필터 구현을 사용하면, 필터링된 전력 제어 비트는 수학식 2 와 같이 계산될 수 있다.

### 수학식 2

$$y_i = \sum_{j=0}^{N-1} a_j \cdot x_{i-j}$$

, 여기에서  $x_i$  는 i 번째 전력 제어 그룹동안에 비동일 비트 누적기(196)에 의해 계산된 전력 제어 비트의 진폭이고,  $a_j$  는 j 번째 필터 탭의 계수이며,  $y_i$  는 필터(198)로부터의 전력 제어 비트의 필터링된 진폭이다. 자연이 최소화되어야 하므로, FIR 필터 탭의 계수들은, FIR 필터의 더 큰 계수들이 더 작은 인덱스(예를 들면,  $a_0 > a_1 > a_2 > \dots$ )를 갖는 것이 되도록 선택될 수 있다.

여기에 기재된 예시적인 실시예에서, 빠른 포워드 링크 전력 제어를 실행하기 위하여 원격국(6)에 의해 수행된 프로세싱은, 원격국(6)내의 다른 서브시스템들에 의해 사용된 다양한 소자들을 공유하도록 하는 방식으로 기재되었다. 예를 들면, 상관기(160a)는 데이터 복조 서브시스템과 공유되어 있고, 누적기(190, 192)는 리버스 링크 전력 제어 서브시스템과 공유되어 있다. 본원 발명의 실시는, 원격국(6)의 다른 서브시스템들의 특정한 구현에 의존하지 않는다. 본원의 발명의 범위내에서 여기에 기재된 포워드 전력 제어 프로세싱을 수행하는 다른 구현들을 생각할 수 있다는 것은 당업자에게 자명하다.

### III. 포워드 링크 전력 제어 외부 투표

필터(198)로부터의 리버스 링크 전력 제어 비트의 필터링된 진폭  $y_i$  는 원격국(6)에서 수신된 포워드 링크 신호의 품질을 나타낸다. 임계값 비교회로(202)는 필터링된 진폭  $y_i$  을 타겟 에너지 레벨 z 와 비교한다. 예시적인 실시예에서,  $y_i$  이 z 를 초과하면, 원격국(6)은, 원격국(6)에 포워드 트래픽 채널을 송신하는 각 기지국(4)이 트래픽 채널의 이득을 줄여야만 한다는 것을 나타내는 제로('0') 비트를 포워드 링크 전력 제어 서브채널에 송신한다. 반대로,  $y_i$  이 z 보다 작으면, 원격국(6)은, 각 기지국(4)이 포워드 트래픽 채널상의 이득을 증가시켜야만 한다는 것을 나타내는 원('1') 비트를 포워드 링크 전력 제어 서브채널상에 송신한다. 이러한 제로('0') 및 원('1')은 포워드 링크 전력 제어 비트값이다.

본원 발명이 전력 제어 그룹당 1 개의 포워드 링크 전력 제어 비트의 내용으로 기재되고 있지만, 본원 발명은 높은 정밀도 (higher resolution)를 위해 더 많은 비트를 사용하는 것에도 적용가능하다. 예를 들면, 임계값 비교회로(202)는 리버스 링크 전력 제어 비트의 필터링된 진폭  $y_i$  와 타겟 에너지값 z 와의 차이를 양자화하여, 다수의 레벨로 할 수 있다. 예를 들면, 포워드 링크 전력 제어 서브채널상의 2-비트 메시지가  $y_i-z$  양에 대해 4 개의 레벨 중의 임의의 하나를 나타내도록 사용될 수 있다. 선택적으로, 원격국(6)은 포워드 링크 전력 제어 서브채널상으로 필터링된 진폭  $y_i$  의 값을 송신할 수 있다.

기지국(4)은 각 전력 제어 그룹에서 송신 전력을 조정할 필요가 없다. 리버스 링크 전력 제어 비트의 낮은 에너지 레벨에 의해, 원격국(6)은 다른 사용자들로부터의 노이즈 및 인터피어런스에 의한 큰 열화를 갖거나 또는 에러상태의 비트를 수신할 수도 있다. 필터(198)는 측정의 정확성을 개선하지만, 에러를 전체적으로 저감시키지는 않는다. 예시적인 실시예에서, 원격국(6)은 측정이 신뢰성이 없다고 결정하면 기지국(4)으로의 포워드 링크 전력 제어 비트의 송신을 생략할 수 있다. 예를 들면, 원격국(6)은 필터링된 진폭  $y_i$  을 최소 에너지값과 비교할 수 있다.  $y_i$  이 최소 에너지값이 하이면, 원격국(6)은 이 전력 제어 그룹에 대한  $y_i$  값을 무시하고, 이에 따라 (예를 들면, 포워드 링크 전력 제어 값을 기지국(4)에게 송신하지 않거나, 또는 낮은 수신된 에너지를 나타내는 포워드 링크 전력 제어 값의 세트로부터의 하나의 값을 사용함으로써) 기지국(4)에게 알릴 수 있다. 또한, 포워드 링크 전력 제어 비트도 낮은 에너지 레벨로 송신된다. 따라서, 기지국(4)은 측정된 포워드 링크 전력 제어 비트를 그 자신의 최소 에너지값과 비교할 수 있고, 최소 에너지값 이하인 비트에 대하여는 작용하지 않는다.

예시적인 실시예에서, 원격국(6)은, 야마모토 메트릭(Yamamoto metric)과 같은 다른 프레임 품질 메트릭들뿐만 아니라 CRC 검사 소자(184)의 출력과 재-인코드된 심볼 에러들의 개수에 기초하여, 프레임이 올바르게 디코드되었는가에 대하여 절대적인 결정을 한다. 이러한 결정은, 프레임 삭제의 경우 '1' 을, 다른 경우에는 '0' 을 나타내는 삭제 표시 비트(EIB)로 요약된다. 다음에서는, 수신된 프레임들이 에러상태인가를 결정하기 위해 원격국(6)이 EIB 를 사용한다고 가정한다. 바람

직한 실시예에서, 포워드 링크 전력 제어의 외부 루프를 제어하는 목적으로 사용되는 EIB는 리버스 링크상으로 실제적으로 송신된 EIB와 동일하다. 그러나, 외부 루프를 제어한다는 특정의 목적을 위해 수신된 프레임의 유효성에 대한 독립적인 결정이 이루어질 수 있고, 이는 본원 발명의 범위내이다.

예시적인 실시예에서, 외부 루프는 프레임마다 한번씩 업데이트되거나, 또는 매 16 전력 제어 그룹에 한번씩 업데이트된다. 외부 루프는 원격국(6)에서의 타겟 에너지 레벨  $z$ 를 업데이트한다. 이러한 메카니즘은 도 6의 임계값 조정 회로(200)에 의해 수행된다. 각 프레임이 디코드될 때, EIB 형태의 프레임 품질 정보  $e_i$ 가 도 6에 나타난 것처럼 임계값 조정 회로(200)에 공급된다. 임계값 조정 회로(200)는 타겟 에너지 레벨  $z$ 의 값을 업데이트하고, 임계값 비교 회로(202)에 유용한 새로운 타겟 에너지 레벨을 만든다.

제 1 실시예에서, 임계값 조정 회로(200)는 다음의 수학식 3에 따라  $z$  값을 업데이트한다.

### 수학식 3

$$z_k = \begin{cases} z_{k-1} + \gamma & e_{k-1} = 1 \\ z_{k-1} - \delta & e_{k-1} = 0 \end{cases}$$

, 여기에서  $z_k$ 는 k 번째 프레임의 타겟 에너지 레벨이고,  $e_{k-1}$ 은 k-1 번째의 프레임에서의 프레임 에러이며,  $\gamma$ 는 타겟 에너지 레벨에 적용되는 업워드 스텝(upward step)의 크기이며,  $\delta$ 는 타겟 에너지 레벨에 적용되는 다운워드의 크기이다. 예시적인 실시예에서,  $e_{k-1}$ 은 k-1 번째 데이터 프레임에 대하여 프레임에러가 존재하면 1로 설정하고, 그렇지 않은 경우는 0으로 설정된다.  $\gamma$ 와  $\delta$ 는 FER에 대하여 소망 레벨을 제공하도록 선택된다. 통상적으로는,  $\gamma$ 는 크고  $\delta$ 는 작다. 이러한 선택은  $z_k$ 에 대하여 톱니같은 패턴을 생성한다. 프레임 에러가 발생하면,  $z_k$ 는 실질적으로 증가되어, 다른 프레임 에러의 가능성은 최소화한다. 프레임 에러가 없는 경우에는,  $z_k$ 는 천천히 감쇄되어 송신 전력을 최소화한다. 예시적인 실시예에서,  $z_k$ ,  $\gamma$  및  $\delta$ 에 대한 값은 dB 단위이며, 이러한 변수들에 대하여 선형 단위가 사용될 수도 있다.

제 2 실시예에서, 단계사이즈들(stepsizes)  $\gamma$ 와  $\delta$ 는 현재의 타겟 에너지 레벨  $z_{k-1}$ 의 함수로 만들어질 수 있어,  $z_k$ 에 대한 교정은 현재의 타겟 에너지 레벨에 의존한다. 따라서, 수학식 3은 다음의 수학식 4와 같이 변경될 수 있다:

### 수학식 4

$$z_k = \begin{cases} z_{k-1} + \gamma(z_{k-1}) & e_{k-1} = 1 \\ z_{k-1} - \delta(z_{k-1}) & e_{k-1} = 0 \end{cases}$$

예시적인 실시예에서, 원격국(6)은 데이터 프레임의 복조를 완료하고, 연속하는 프레임의 중간동안에 타겟 에너지 레벨  $z_k$ 를 업데이트한다. k-1 번째 데이터 프레임이 에러성으로 수신되는 경우, k 번째 데이터 프레임에 대한 프레임 에러의 가능성은 더욱 커진다. 이것은, 타겟 에너지 레벨에 대한 임의의 조정이 시스템이 새로운 동작점으로 이행하는데 충분한 시간을 가질 때까지 FER 성능에 즉각적인 영향을 미치지 않을 것이기 때문이다. 따라서, 2 개의 연속적인 프레임 에러의 제 2 프레임 에러는, 제 1 프레임 에러의 결과로서 막 업데이트되었던 타겟 에너지 레벨값의 성능을 나타내는 것으로 해석되지 않아야 한다.

바람직한 실시예에서, 기지국(4)은 제 1 프레임 에러뒤에 트래픽 채널의 이득을 최대한으로 증가시키고, 그 후 에러가 다음 프레임에서 발생한다면 제 2 프레임 에러를 무시한다. 이러한 개념을 상기 기재된 제 2 실시예에 적용하면, 수학식 4는 다음과 같은 수학식 5가 된다:

### 수학식 5

$$z_k = \begin{cases} z_{k-1} + \gamma(z_{k-1}) & e_{k-1} = 1, e_{k-2} = 0 \\ z_{k-1} & e_{k-1} = 1, e_{k-2} = 1 \\ z_{k-1} - \delta(z_{k-1}) & e_{k-1} = 0 \end{cases}$$

예시적인 실시예에서, 외부 루프 전력 제어 메카니즘은, 모든 원격국(6)에 걸쳐서 표준화되어, 모든 원격국(6)에 의한 부합성(conformance)을 확보하게 된다.  $\gamma$ 와  $\delta$ 의 값들은 호의 초기 단계동안에 기지국(4)에 의해 각 원격국(6)에 송신될 수 있다. 이러한 파라미터들에 대한 새로운 값들은 또한 호의 진행동안에 기지국(4)에 의해 특정될 수 있다.

IS-95-A 규격에 부합하는 통신시스템에서, 원격국(6)이 소프트 핸드오프에 들어가면 포워드 트래픽 채널의 이득은 통상적으로 감소된다. 이것은, 기지국(4)으로부터 원격국(6)에 수신된 데이터 비트들이 결합되어 디코딩전에 더욱 큰 합성 신호를 산출하므로, FER 성능에서의 임의의 열화없이 수행된다. 그러나, 원격국(6)내의 리버스 링크 전력 제어 루프는, 상이한 기지국들(4)로부터 수신된 리버스 링크 전력 제어 비트들이 독립적이므로, 이 리버스 링크 전력 제어 비트들을 결합하지 않는다. 포워드 트래픽 채널상의 이득의 감소는 포워드 트래픽 채널상으로 송신된 전력 제어 비트 스트림의 비트 에러 비율을 증가시킬 수 있고, 따라서, 리버스 링크 전력 제어 메카니즘을 열화시키게 된다. 이러한 상황을 개선하기 위하여, 전력 제어 비트들의 이득은 통상적으로 원격국(6)이 소프트 핸드오프에 들어갈 때 부스트(boost)된다. 이것은, 원격국(6)이 소프트 핸드오프에 있을 때마다 데이터 비트들의 이득보다 약간 높은 리버스 링크 전력 제어 비트들의 이득을 초래한다.

실시예에서, 상이한 기지국들(4)로부터의 전력 제어 비트들의 절대값들은 수학식 2에 따라 결합된다. 따라서, 전력 제어 비트들의 이득의 부스트는 데이터 비트들에 비하여 더 큰  $y_i$  값들을 초래한다. 더 큰  $y_i$  값들은 원격국(6)이 기지국(4)으로부터의 송신 전력의 부적당한 감소를 요청하도록 하여, 포워드 트래픽 채널상에서 하나 이상의 프레임 에러를 초래할 수 있다. 이경우에, 외부 루프에 의해 설정된 타겟 에너지값  $z$ 는 자동적으로 증가한다. 잠시 뒤에, 외부 루프는 타겟 에너지값  $z$ 를 새로운 공칭값(nominal value)으로 조정한다. 이러한 효과들을 극복하기 위해서,  $y_i$ 은 타겟 에너지 레벨  $z$ 와 비교되기 전에 스케일링될 수 있다. 선택적으로는, 타겟 에너지 레벨  $z$ 는 원격국(6)이 소프트 핸드오프에 들어갈 때 약간 증가될 수 있다. 이것은 이러한 에러들의 가능성성을 감소시킬 수 있다.

실시예에서, 필터링된 진폭  $y_i$ 과 타겟 에너지 레벨  $z$ 와의 비교는 전력 제어 프로세서(120)내에서 수행된다(도 2 참조). 또한, 수학식 3, 4 또는 5에 따른 타겟 에너지 레벨의 업데이트는, 전력 제어 프로세서(120)내에서 수행된다. 제어기 프로세서(120)는 마이크로제어기, 마이크로프로세서, 디지털 신호 처리(DSP) 칩, 또는 여기에 기재된 것과 같은 기능을 수행하도록 프로그래밍된 ASIC 등으로 구현될 수 있다.

#### IV. 포워드 링크 전력 제어 비트의 송신

포워드 링크 전력 제어 비트는 몇가지 방법들 중 하나로 기지국에 송신될 수 있다. 예시적인 실시예에서, 각 원격국(6)은 리버스 링크상에서 포워드 링크 전력 제어 비트의 송신 전용인 포워드 링크 전력 제어 채널을 가지고 있다. 전용 전력 제어 채널이 없는 선택적인 실시예에서, 포워드 링크 전력 제어 비트는, 포워드 트래픽 채널상에 행해졌던 것과 유사한 방식으로, 리버스 링크 데이터 비트 스트림상으로 평춰링되거나 다중화될 수 있다.

예시적인 실시예에서, 포워드 링크 전력 제어 비트는 전용 포워드 링크 전력 제어 채널상에서 기지국(4)으로 송신된다. 전용 포워드 링크 전력 제어 채널을 제공하는 방법 및 장치가, 앞서 언급된 미국 특허 제5,930,230호에 상세하게 기재되어 있다. 포워드 및 리버스 링크 전력 제어 비트의 송신에 대한 타이밍도가 도 7에 나타나 있다. 시간축에서 굵은 해쉬마크(hashmark)로 묘사되어 있는 각 전력 제어 그룹에서, 리버스 링크 전력 제어 비트는, 도 7의 상단에 표시된 것처럼, 포워드 트래픽 채널상으로 송신된다. 예시적인 실시예에서, 1 리버스 링크 전력 제어 비트는 매 1.25 msec 전력 제어 그룹마다 송신되고, 각 리버스 링크 전력 제어 비트는 레이트 세트 1의 지속기간에 2 심볼이다. 또한, 각 리버스 링크 전력 제어 비트는, 긴 PN 시퀀스에 의존하여, 전력 제어 그룹내의 16 개의 위치들 중 하나로부터 시작할 수 있다.

원격국(6)은 리버스 링크 전력 제어 비트를 처리하고, 포워드 링크 전력 제어 비트를 리버스 전력 제어 채널상에서 펄스로 기지국(4)에 송신한다. 예시적인 실시예에서, 상기 펄스는 제로값('0')을 갖는 포워드 링크 전력 제어 비트를 나타내는 양의 극성으로, 그리고 원('1')값을 나타내는 음의 극성으로 전송된다. 펄스의 타이밍과 지속기간은 다음 실시예들에서 설명되는 디자인 파라미터들이다. 이러한 파라미터들에 대한 다른 선택을 생각할 수 있고, 이는 본원 발명의 범위내이다.

제 1 실시예에서, 포워드 링크 전력 제어 비트는 1.25 msec 길이의 펄스로 송신되고, 포워드 트래픽 채널상에서 가장 나중의 전력 제어 비트 위치(예를 들면, 16번째)의 0.625 msec 후에 시작한다. 이러한 구성은 도 7의 중간에 예시되어 있고, 파라미터 "지연1"이 0.625 msec로 설정되어 있다. 0.625 msec의 지연은 가장 최악의 시나리오에서 원격국(6)이 포워드 링크 신호의 경로를 디스크ью(deskew)하도록 일정한 시간을 허용한다. 이러한 디스크ью잉(deskewing)은 상이한 신호 경로들로부터의 신호들을 결합되기 전에 적절하게 배열하여, 이전의 전력 제어 그룹으로부터의 리버스 링크 전력 제어 비트가 포워드 링크 전력 제어 비트가 송신될 때까지 처리되는 것을 확보한다. 그러나, 리버스 링크 전력 제어 비트의 수신에서 포워드 링크 전력 제어 비트의 송신까지의 실제적 지연은, 리버스 링크 전력 제어 비트가 가장 이른 비트 위치로 송신될 때 1.45 msec 일 수 있다.

제 2 실시예에서, 포워드 링크 전력 제어 비트는 1.25 msec 길이의 펄스로 송신되며, 포워드 트래픽 채널상에서 가장 나중의 전력 제어 비트 위치(예를 들면, 16 번째)의 대략 0.050 msec 후에 시작한다. 이러한 구성은, 파라미터 "지연1"이 0.050 msec로 설정되는 것을 제외하면, 제 1 실시예와 동일하다. 최악의 시나리오에서, 이전 전력 제어 그룹으로부터의 리버스 링크 전력 제어 비트는, 디스큐잉 지연에 의해, 다음 포워드 링크 전력 제어 비트가 송신될 때까지 처리되지 않을 것이다. 이러한 상황에서, 원격국(6)은 가장 나중의 포워드 링크 전력 제어 비트를 반복하도록 구성될 수 있다. 그러나, 디스큐잉 지연은 통상적으로 수십  $\mu$ s 이므로, 대부분의 경우에서, 포워드 링크 전력 제어 비트는 여전히 가장 최근의 리버스 링크 전력 제어 비트의 처리를 고려할 수 있을 것이다. 시스템의 성능을 최적화하기 위해 파라미터 "지연1"이 선택될 수 있다는 것은 명백하다.

제 3 실시예에서는, 도 7의 하단에 도시된 것처럼, 포워드 링크 전력 제어 비트는 포워드 트래픽 채널상에서 리버스 링크 전력 제어 비트의 수신후에 소정의 시간(도 7의 "지연2")을 갖는 지속기간에서 대략 0.41 msec의 짧은 펄스로 송신된다. 포워드 링크 전력 제어 비트의 지속기간은, 가장 나중의 타임 슬롯이 현재 전력 제어 그룹에서 사용되고 가장 이른 타임 슬롯이 다음 전력 제어 그룹에서 사용되는 최악의 경우에 있어서도, 다음 포워드 링크 전력 제어 비트가 전송될 때까지 종료될 수 있을 정도로 작게 선택되어진다. 예시적인 실시예에서, 지연량은 0.050 msec(지연2 = 0.050 msec)이다. 도 7에 도시된 것처럼, 본 실시예는 짧은 펄스 지속기간에 걸쳐서 동일한 양의 에너지를 송신하기 위해서 펄스의 지속기간동안 더 높은 송신 전력을 필요로 한다. 이런 방법의 일 결점은, 800 Hz의 짧은 펄스내에서 많은 양의 에너지를 송신하면 청각도 움직임을 갖는 사람들에 대해 오디오 밴드에 있어 인터피어런스를 잠재적으로 초래할 수 있다는 것이다. 그러나, 원격국(6)이 포워드 링크 전력 제어 비트를 리버스 링크 전력 제어 비트의 고정양의 시간후에 송신하고, 또한 리버스 링크 전력 제어 비트가 랜덤하게 위치되므로, 포워드 링크 전력 제어 비트가 또한 랜덤하게 위치된다. 전력 제어 비트의 시작 위치를 랜덤하게 정함으로써 800 Hz에서 에너지를 광학적으로 분배하고, 오디오 인터피어런스를 최소화 할 수 있다. 또한, 원격국(6)으로부터 리버스 링크상에 전송된 포워드 링크 전력 제어 채널은 리버스 링크상에 송신된 많은 데이터 스트림 중의 하나이다. 비트의 전력이 낮으므로, 전력 제어 비트에 의한 원격국(6)의 출력 전력의 총 변이는 작다.

마지막으로, 제 4 실시예에서는, 포워드 링크 전력 제어 비트가 리버스 링크 전력 제어 비트의 수신을 뒤따라 고정양의 시간(지연2 = 0.050 msec)후에 송신된다. 그러나, 본 실시예에서는, 포워드 링크 전력 제어 비트의 지속기간이 변하므로, 현재의 포워드 링크 전력 제어 비트의 송신은 다음의 포워드 링크 전력 제어 비트가 예정될 때까지 계속된다. 원격국(6)은 각 포워드 링크 전력 제어 비트를 동일한 이득으로 전송하거나, 각 비트를 동일양의 에너지로 전송하기 위해서 비트의 지속기간에 기초하여 송신 이득을 조정할 수 있다.

도 2를 참조하면, 포워드 링크 전력 제어 비트는 원격국(6)내에서 전력 제어 프로세서(120)에 의해 처리된다. 전력 제어 프로세서(120)는 리버스 링크상으로 전송된 포워드 링크 전력 제어 비트들을 계산하고, 이 비트들을 변조기(MOD)(134)에 전송한다. 변조기(134)는 리버스 전력 제어 채널에 대응하는 월쉬 코드로 이 비트들을 커버하고, 긴 PN 코드 및 짧은 PN 코드로 커버된 데이터를 스프레드하며, 이 스프레드 데이터를 송신기(TMTR)(136)에 공급한다. 송신기(136)는 앞서 언급된 미국 특허 제5,930,230호에 기재된 것처럼 구현될 수 있다. 송신기(136)는 신호를 필터링하고, 변조하며, 증폭한다. 이 변조된 신호는 듀플렉서(104)를 통해 라우트되어, 신호 경로(12)를 통해 리버스 링크상에서 안테나(102)로부터 송신된다.

기지국(4)에서, 리버스 링크 신호는 안테나(30)에 의해 수신되고, 듀플렉서(28)를 통해 라우트되어, 수신기(RCVR)(50)에 공급된다. 수신기(50)는, 베이스밴드 신호를 얻기위하여 신호를 필터링하고, 증폭하며, 다운컨버트한다. 베이스밴드 신호는 복조기(DEMOD)(52)에 공급된다. 복조기(52)는 짧은 PN 코드로 베이스밴드 신호를 디스프레드하고, 이 디스프레드된 데이터를 원격국(6)에서 사용된 월쉬 코드와 동일한 월쉬 코드로 디커버하며, 제어기(40)에 복조된 데이터를 공급한다. 복조된 데이터는 포워드 링크 전력 제어 비트를 포함한다. 제어기(40)는 포워드 트래픽 채널의 이득 및/또는 포워드 링크 전력 제어 비트에 의해 표시되는 기지국(4)의 송신 전력을 조정할 수 있다.

## V. 기지국 응답

실시예에서, 기지국(4)은 리버스 전력 제어 채널상으로 송신되는 포워드 링크 전력 제어 비트를 수신하고, 포워드 트래픽 채널의 이득을 제어한다. 예시적인 실시예에서, 포워드 링크 전력 제어 비트에 대해 원('1')을 수신함과 동시에, 기지국(4)은 포워드 트래픽 채널의 이득을 증가시킨다. 제로('0')의 수신과 동시에, 기지국(4)은 이득을 감소시킨다. 이득의 증가 또는 감소량은 구현에 및 시스템 사양들에 의존한다. 예시적인 실시예에서, 이득의 증가 또는 감소는, 다른 스텝사이즈(step size)가 사용될 수 있지만, 0.5 dB 내지 1.0 dB의 스텝일 수 있다. 이득 증가에 대한 스텝사이즈는 이득 감소에 대한 스텝사이즈와 동일하거나 상이할 수 있다. 또한, 이득에 있어서의 스텝사이즈는 기지국(4)에서의 다른 포워드 트래픽 채널들의 이득에 의존하여 이루어질 수 있다. 본원 발명은 이득 조정에 있어서 모든 스텝사이즈에 적용가능하다.

또한, 기지국(4)은 이득의 증가, 이득의 감소, 또는 원격국(6)의 페이딩 조건들과 레이트의 함수로서 둘다를 조정할 수 있다. 최적의 스텝사이즈가 원격국(6)의 레이트 및 페이딩 조건의 함수이므로, 기지국(4)은 상기 동작을 행한다. 예를 들면, 매우 높은 레이트에서는, 전력 제어 비트의 레이트가 빠른 페이딩을 따라갈만큼 빠르지 않으므로, 작은 스텝사이즈가 더 좋다. 포워드 링크 인터리버는 페이딩을 평균하므로, 큰 전력 제어 스텝사이즈는 포워드 링크 파형에 진폭 지터를 더하는 경향이 있다. 그러나, 빠른 전력 제어가 평균 파형을 올바른 레벨로 동적으로 조정하기 위해 필요하다. 기지국(4)내의 복조기(52)는 원격국(6)의 레이트 및 페이딩 조건을 추정할 수 있다. 복조기(52)내의 검색기 소자는 현재 수신되는 다경로 소자들의 개수를 결정하여, 그들의 프로파일을 계산할 수 있다. 상기 검색기 소자들은, "DIVERSITY RECEIVER IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM" 의 명칭을 갖는 미국 특허 제5,109,390호 및, "MULTIPATH SEARCH PROCESSOR FOR A SPREAD SPECTRUM MULTIPLE ACCESS COMMUNICATION SYSTEM" 의 명칭으로 1994년 9월 30일 출원된 미국 특허출원 제08/316,177호에 기재되어 있으며, 이들은 본원 발명의 양수인에게 양도되었고, 여기에서 참조로 포함된다.

또한, 복조기(52)는 공지된 복조 기술을 사용하여 리버스 링크 주파수 에러를 추정함으로써 원격국(6)의 레이트를 추정할 수 있다. 주파수 에러는 대략  $2 \times f_c \times v / c + \epsilon$ 이며,  $f_c$  는 동작 주파수이고,  $v$  는 원격국(6)의 레이트가며,  $c$  는 빛의 레이트가고,  $\epsilon$ 는 원격국(6)의 잔존 주파수 에러이다. TIA/EIA/IS-95-A에 부합하여, 원격국(6)은 포워드 링크상에서 수신되는 주파수를 측정하고, 이를 사용하여 리버스 링크상에서의 송신 주파수를 설정한다. 측정된 수신 주파수에 기초하여 송신 주파수를 설정하는 것에 대한 논의는, "METHOD AND APPARATUS FOR CONTROLLING POWER IN A VARIABLE RATE COMMUNICATION SYSTEM" 의 명칭으로 1994년 7월 29일 출원된 미국 특허출원 제08/283,308호 (1998년 10월 13일자로 등록된 미국 특허 제 5,822,318호)에 개시되어 있으며, 이 출원은 본원 발명의 양수인에게 양도되었고, 여기에서 참조로 포함된다. 원격국(6)은 그 자신의 발진기로부터 에러를 제거하기 위해 상기 동작을 수행한다. 상기 프로세스로 인하여, 포워드 링크 상에서  $f_c \times v / c$ 의 주파수 에러가 존재하고 리버스 링크상에서  $f_c \times v / c$ 의 주파수 에러가 존재할 때, 기지국(4)에서 수신된 신호의 도플러 주파수 에러의 두배가 초래된다. 수신된 주파수로부터 원격국(6)에서 송신 주파수를 설정하는데 있어서의 에러는  $\epsilon$ 이다. 높은 레이트의 이동체에 대하여는, 에러  $\epsilon$ 는 상대적으로 작다. 따라서, 복조기(52)는 제어기(40)에 레이트와 다경로 추정치를 제공할 수 있고, 제어기(40)는 이 정보를 사용하여 이득 증감과 스텝사이즈를 결정한다.

기지국(4)은 시스템 디자인 제한과 FCC 규정들에 의해 결정되는 최대 송신 전력을 갖는다. 불가피하게, 기지국(4)은 원격국(6)이 이득 증가를 요청할 때 충분한 가용 전력을 가지지 못하는 상황을 겪게 된다. 기지국(4)이 부적절한 송신 전력때문에 이득 증가 명령을 제한하거나 무시한다면, 포워드 트래픽 채널에 대한 FER 이 증가할 수 있다. 이러한 상황이 발생하면, 원격국(6)에서의 타겟 에너지 레벨은 실질적으로 그리고 신속히 증가할 수 있다. 이것은 수학식 5의 업워드 스텝 y와 다운워드 스텝 6과 비교하여 통상적으로 크다는 사실에 기인한다. 열악한 채널 조건이 사라지거나, 기지국(4)이 원격국(6)에 추가적인 전력을 송신할 수 있으면, 통상적으로 다운워드 스텝 6이 작으므로 타겟 에너지 레벨 z 가 적절한 범위로 자리잡는데 걸리는 시간은 길어질 수 있다. 바람직한 실시예에서, 포워드 링크상에서의 FER 이 공청값보다 높은 동안에, 기지국(4)은 업워드 스텝 y와 다운워드 스텝 6에 대해 새로운 값들을 송신한다.

바람직한 실시예에서, 포워드 트래픽 채널의 FER 성능은 타겟 에너지 레벨 z에 관계된다. 따라서, 기지국(4)은 소망 FER 을 얻기 위해서 타겟 에너지 레벨 z를 직접 조정할 수 있다. 예를 들면, 기지국(4)은, 시스템이 매우 부하가 걸려있거나, 하나 이상의 원격국(6)이 높은 FER에서 동작하는 것이 필요하다는 것을 알았을 때, 기지국(4)은 원격국(6)에 새로운 타겟 에너지 레벨 z를 송신함으로써 원격국(6)의 타겟 에너지 레벨을 변경할 수 있다. 선택적으로, 기지국(4)은 원격국(6)에 새로운 업워드 스텝 y와 다운워드 스텝 6을 사용하도록 명령함으로써 타겟 에너지 레벨을 조작할 수 있다. 예시적인 실시예에서는, 기지국(4)이 원격국(6)으로부터 전력 제어 명령에 응답할 수 없을 때마다, 기지국(4)은 타겟 에너지 레벨 또는 업워드 및 다운워드 스텝을 조정하여, 전력 제어 루프가 최대 송신 전력을 치는 것(hitting)과 비선형 영역에서 동작하는 것을 막을 수 있다.

포워드 링크 전력 제어 메카니즘이 올바르게 작동하고, 어떤 원격국(6)도 필요 레벨의 성능을 위해 필요한 것보다 많거나 적은 송신 전력을 요청하지 않도록 하기 위해서, 기지국(4)은 포워드 트래픽 채널의 FER 을 모니터할 수 있다. 예시적인 실시예에서, 원격국(6)은 데이터 프레임이 에러상태로 수신될 때마다 에러 메시지를 기지국(4)에 송신한다. 이 에러 메시지는 앞서 기재된 삭제 표시 비트(EIB)일 수 있다. 기지국(4)은 원격국(6)으로부터 에러 메시지를 모니터하고, FER 을 계산하며, 업워드 스텝 y와 다운워드 스텝 6에 대해 적절한 값들을 원격국(6)에 할당함으로써 원격국(6)의 타겟 에너지 레벨 z를 조작할 수 있다.

## VI. 이득 교정 메카니즘

본원 발명의 포워드 링크 전력 제어 메카니즘은 지연이 최소로 될 때 더 잘 수행된다. 포워드 트래픽 채널의 페이딩을 보상하기 위해서, 기지국(4)은 원격국(6)으로부터 요청받고서 가능하면 빨리 송신 전력의 증가 또는 감소를 적용해야만 한다. 원격국(6)이 소프트 핸드오프에 있지 않을 때, 포워드 링크 전력 제어 비트는, 포워드 링크 전력 제어 비트에 응답하여 포워드 트래픽 채널의 이득을 조정하는 단일 기지국(4)에 의해 수신된다. 소프터 핸드오프(soft handoff)에 있는 원격국(6)은 동시에 다수의 섹터들과 통신한다. 예시적인 실시예에서, 일 기지국(4)의 단일 채널 소자는 소프터 핸드오프에 있는 모든 섹터들과 원격국(6)간의 통신을 제어하는데 사용된다. 따라서, 기지국(4)은 원격국(6)으로부터의 포워드 링크 전력 제어 비트의 수신과 동시에 모든 섹터들의 송신 전력을 신속히 조정할 수 있다.

소프트 핸드오프에 있는 원격국(6)은 동시에 다수의 기지국(4)과 통신할 수 있다. 분배된 포워드 링크 전력 제어를 수행하는 방법 및 장치가 앞서 언급된 미국 특허 제 5,893,035 호에 상세하게 기재되어 있다. 일부 기지국(4)은 포워드 링크 전력 제어 비트 스트림을 수신하지 못할 수도 있거나, 충분한 신뢰성으로 전력 제어 비트 스트림을 수신하지 못할 수도 있다. 본원 발명에서, 포워드 링크 전력 제어 교정 메카니즘은 원격국(6)의 액티브 멤버 세트(active member set)내의 모든 기지국(4)의 포워드 트래픽 채널들의 이득들이 적절하게 설정되고, 기지국(4)에 의한 포워드 링크 전력 제어 비트의 에러성 수신이 누적되지 않도록 하기 위해 사용된다. 예시적인 실시예에서, 원격국(6)이 소프트 핸드오프에 있을 때, 리버스 링크 신호를 가장 강하게 수신하는 기지국(4)의 포워드 트래픽 채널의 이득이 액티브 멤버 세트내의 모든 기지국(4)에 의해 사용된다. 전력 제어 교정 메카니즘은 다음 실시예들에 의해 수행될 수 있다.

제 1 실시예에서, 포워드 트래픽 채널의 이득이 원격국(6)과 통신하고 있는 모든 기지국(4)에 대해 대략 동일하게 되는 것을 확보하기 위해서, 선택된 포워드 링크 전력 제어 비트 스트림은 모든 기지국(4)에 제공된다. 각 프레임에 대하여, 액티브 멤버 세트내의 모든 기지국(4)은 기지국(4)에 의해 수신된 포워드 링크 전력 제어 비트를 시스템 제어기(2)내의 셀렉터에 전송한다. 셀렉터는 리버스 링크 신호를 가장 강하게 수신하는 기지국(4)으로부터 전력 제어 비트를 선택한다. 이 기지국(4)으로부터 선택된 전력 제어 비트는 액티브 멤버 세트내의 모든 기지국(4)에 제공된다. 각 기지국(4)은 셀렉터로부터 선택된 포워드 링크 전력 제어 비트를 수신하고, 각 기지국(4)이 실제로 수신하고 처리하는 비트와 선택된 비트를 비교하여, 선택된 포워드 링크 전력 제어 비트에 부합하도록 포워드 트래픽 채널상의 이득을 재조정한다.

기지국(4)은 전력 제어 비트를 백홀 프레임으로 제어기(40)내의 셀렉터에 전송할 수 있다. 백홀 프레임 선택은 TIA/EIA/IS-95-A 시스템에 사용된 현존하는 공정들에 따라서 수행될 수 있다. 처리후에, 셀렉터는 선택된 포워드 링크 전력 제어 비트를 원격국(6)으로의 송신에 대한 사용자 트래픽을 반송하는 백홀 프레임으로 모든 기지국(4)에 전송할 수 있다.

제 2 실시예에서, 각 기지국(4)은 매 프레임마다 셀렉터에 포워드 트래픽 채널의 이득을 전송한다. 셀렉터는 가장 강하게 리버스 링크 신호를 수신한 기지국(4)에 대응하는 이득을 선택한다. 셀렉터는 선택된 이득을 액티브 멤버 세트내의 모든 기지국(4)에 전송하고, 기지국들(4)은 그들의 이득을 이에 따라 업데이트한다. 선택된 이득은 현존하는 TIA/EIA/IS-95-A 시스템에서 셀렉터로부터 기지국(4)에 전송된 이득값이다. 상기 이득값은 여기에서 참조로 포함되는 TIA/EIA/IS-634-A 규격에서 특정된 것과 같은 인터페이스 A3 상으로 전송된 백홀 포맷상으로 반송된다.

처리 지연에 의해, 포워드 트래픽 채널의 이득의 업데이트는 약간의 주의를 요한다. 예시적인 실시예에서, 각 기지국(4)은 원격국(6)으로부터의 포워드 링크 전력 제어 비트의 측정에 기초하여 포워드 트래픽 채널의 이득을 조정할 수 있다. 그러나, 셀렉터는 다른 기지국(4)에 의해 수신된 전력 제어 비트가 사용되어야 하는 것을 결정할 수도 있다. 이러한 결정은, 기지국(4)이 포워드 링크 전력 제어 비트의 그 자신의 측정을 적용한 후에 소정의 시간까지는 대개 이루어 지지 않는다. 따라서, 기지국(4)이 실제로 수신한 전력 제어 비트와 셀렉터로부터의 선택된 전력 제어 비트에 따라, 기지국(4)은 그의 포워드 트래픽 채널의 이득을 조정할 필요가 있다. 또한, 기지국(4)은 원래의 이득 조정과 셀렉터로부터의 선택된 전력 제어 비트의 수신 사이의 지연에 대해 설명할 필요가 있다.

예시적인 실시예에서, 각 기지국(4)은 각 업데이트 주기에서 기지국(4)에 의해 사용된 이득을 저장한다. 셀렉터는, 올바르게 전력 제어 비트를 수신했을 가능성성이 가장 높다고 결정되는 기지국(4)의 선택된 제어 비트(또는 선택된 이득)를 전송한다. 다음으로, 각 기지국(4)은 업데이트 주기에서 저장된 이득과 셀렉터로부터 수신된 것과 비교하여, 그 차이만큼 현재 태임 슬롯에서 이득을 업데이트한다. i 번째 전력 제어 비트에 대한 이득  $G_i$  는 다음의 수학식 6 과 같다:

### 수학식 6

$$G_i = G_{i-1} + v(2b_i - 1) + (G_{M\lfloor(i-M)/M\rfloor+p} - H_{M\lfloor(i/M)\rfloor}) \cdot \delta_{(M\lfloor(i/M)\rfloor+q)i}$$

, 여기에서  $G_i$  는 i 번째 타임 슬롯동안의 이득이고,  $b_i$  는 i 번째 전력 제어 비트의 값(원 또는 제로)이며, v는 이득 스텝사이즈이고, M은 프레임당 전력 제어 비트의 개수이며, p는 프레임의 시작에서부터 전력 제어 비트가 기지국(4)에서 셀렉터로 전송되는 시간까지의 타임 슬롯내에서의 오프셋( $0 \leq p \leq M-1$ )이며,  $H_k$  는 k 번째 프레임동안에 셀렉터에 의해 특정된 포워드 트래픽 채널의 이득이고( $k = \lfloor i/M \rfloor$ ), q는 프레임의 시작으로부터 업데이트된 이득이 셀렉터로부터 기지국(4)에서 수신되는 시간까지의 타임슬롯에서의 오프셋이며( $0 \leq q \leq M-1$ ),  $\delta_{ij}$  는  $i=j$  이면 1이고, 그렇지 않으면 0이다. 예시적인 실시예에서, M은 16이며, 이때 다른 값의 M이 사용될 수 있는데 이는 본원 발명의 범위내이다.

도 8에는 포워드 링크 전력 제어 교정 메카니즘의 예시적인 타이밍도가 도시되어 있다. 포워드 트래픽 채널 프레임들과 리버스 링크 데이터 프레임들은 거의 정확하게 시간상 배열되어 있으며, 오버-더-에어(over-the-air) 전파 지연만큼만 스케이프되어 있다. 프레임(20 msec의 지속기간을 가짐)들은 k, k+1, k+2, 및 k+3으로 인덱스되어 있으며, 도 8에서 짧은 해쉬마크로 표시되어 있다. 리버스 링크 데이터 스트림의 프레임 k는 기지국(4)에서 수신되고, 약간의 처리 지연후에, 블록(210)으로 표시된 것처럼, 프레임 k+1 동안 중에 디코드된다. 한편, 기지국(4)은 또한 상당히 적은 처리 지연으로 포워드 링크 전력 제어 명령들을 처리하고 있다. 따라서, 도 8의 하단 시간축에서 음영진 포워드 링크 전력 제어 비트는, 리버스 링크 데이터 스트림의 프레임 k에 따라 동일 백홀 프레임으로 셀렉터에 전송되는 포워드 링크 전력 제어 비트의 20 msec 블록을 묘사하고 있다. 프레임 k+2 동안에, 가장 강한 리버스 링크 신호를 수신한 기지국(4)으로부터 포워드 링크 전력 제어 비트를 선택하고, 이 선택된 전력 제어 비트들을, 블록(212)에서, 원거리 스레이션(6)의 액티브 멤버 세트내의 모든 기지국(4)에 전송한다. 통상적으로, 선택된 전력 제어 비트들은 백홀 프레임으로 전송된다. 잠시뒤에, 또한 프레임 k+2 내에서, 기지국들(4)은 셀렉터로부터 선택된 전력 제어 비트들을 수신하고, 블록(214)에서, 상기 기재된 방식으로 선택된 전력 제어 비트들에 따라서 포워드 트래픽 채널들의 이득들을 교정한다. 프레임 k+3을 시작으로, 기지국들(4)은 블록(216)에 의해 표시된 것처럼 업데이트된 이득들로 송신한다.

상기 예는 원거리 스레이션(6)이 포워드 링크 전력 제어 비트들을 송신하는 시간에서 기지국들(4)이 포워드 트래픽 채널들의 이득들을 교정하는 시간까지의 3 프레임의 처리 지연을 보여준다. 그러나, 예시적인 실시예에서, 각 기지국(4)은 포워드 링크 전력 제어 비트의 측정에 응답하여 포워드 트래픽 채널의 이득을 조정할 수 있다. 이런 방식으로, 각 기지국(4)은 그 자체로서 포워드 트래픽 채널의 이득을 조정하게 되어, 처리 지연이 최소화된다. 가장 강한 리버스 링크 신호를 측정하는 기지국(4)으로부터의 전력 제어 비트들이 액티브 멤버 세트내의 다른 기지국들(4)의 포워드 트래픽 채널들의 이득들을 교정하는데 사용되는 것을 특징으로 하는 포워드 링크 전력 제어 교정 메카니즘은, 기지국들(4)에 의한 전력 제어 비트들의 에러성 수신이 누적되지 않도록 한다. 모든 기지국들(4)에 의한 포워드 링크 전력 제어 메카니즘의 올바른 동작들을 확보하기 위한 다른 실시예들을 생각할 수 있고, 이는 본원 발명의 범위내이다.

본원 발명이 포워드 링크 전력 제어 메카니즘의 측면에서 기재되었지만, 여기에 개시된 발명의 개념은 리버스 링크 전력 제어에도 적용할 수 있다.

바람직한 실시예들의 이전 설명은 당업자가 본원 발명을 실시하거나 사용할 수 있도록 제공된다. 상기 실시예들에 대한 다양한 변형예들은 당업자에게 명백하며, 여기에 정의된 일반적인 원리들은 창작능력의 사용없이 다른 실시예들에 적용될 수도 있다. 따라서, 본원 발명은 여기에 나타난 실시예들에 한정되지 않고, 여기에 개시된 원리들과 신규한 특징들에 일치하는 가장 넓은 범위에 부합되는 것으로 의도된다.

## (57) 청구의 범위

### 청구항 1.

제어 신호와 데이터 신호를 포함하는 포워드 링크 CDMA 신호의 전송 전력을 제어하는 방법으로서,

상기 제어 신호의 하나 이상의 제어 신호 비트의 수신 진폭값을 측정하는 단계;

상기 수신 진폭값을 타겟 에너지 레벨에 대하여 비교하는 단계;

상기 비교 단계에 기초하여 포워드 링크 전력 제어 값을 생성하는 단계; 및

상기 포워드 링크 전력 제어 값을 전송하는 단계를 포함하며,

상기 하나 이상의 제어 신호 비트의 전송 전력 레벨은 상기 데이터 신호의 포워드 링크 데이터 레이트와 독립적인 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 방법.

### 청구항 2.

[삭제]

### 청구항 3.

제 1 항에 있어서,

상기 포워드 링크 전력 제어값은 전력 제어 비트인 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 방법.

### 청구항 4.

제 1 항에 있어서,

상기 생성 단계는 초당 800회 반복되는 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 방법.

### 청구항 5.

제 1 항에 있어서,

상기 타겟 에너지 레벨을 조정하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 방법.

### 청구항 6.

제 5 항에 있어서,

상기 조정 단계는 초당 50 회 반복되는 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 방법.

### 청구항 7.

제 5 항에 있어서,

상기 조정 단계는 복수의 수신 데이터 프레임 각각에 대하여 한번 발생하는 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 방법.

### 청구항 8.

제 5 항에 있어서,

상기 조정 단계는 데이터 프레임이 하나 이상의 에러를 가지고 수신될 때 업스텝(up-step)량 만큼 상기 타겟 에너지 레벨을 증가시키는 단계와 데이터 프레임이 에러 없이 수신될 때 다운스텝(down-step)량 만큼 상기 타겟 에너지 레벨을 감소시키는 단계를 포함하며,

상기 업스텝량은 상기 다운스텝량보다 큰 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 방법.

### 청구항 9.

제 1 항에 있어서,

수신 파일럿 신호의 파일럿 위상과 파일럿 진폭에 따라 상기 하나 이상의 제어 신호 비트의 위상과 진폭을 조정하여 조정된 제어 신호를 생성하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 방법.

### 청구항 10.

제 9 항에 있어서,

상기 조정된 제어 신호를 필터링하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 방법.

### 청구항 11.

제 1 항에 있어서,

수신 진폭값을 필터링하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 방법.

### 청구항 12.

제 1 항에 있어서,

추가의 포워드 링크 CDMA 신호에 기초하여 상기 수신 진폭값의 절대값과 부가적인 수신 진폭값의 하나 이상의 절대값을 결합하는 단계를 구비하는 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 방법.

### 청구항 13.

제 1 항에 있어서,

상기 진폭값과 하나 이상의 부가적인 수신 진폭값을 결합하는 단계를 더 포함하며,

상기 하나 이상의 부가적인 수신 진폭값은 상기 하나 이상의 제어 신호 비트와 일치하는 것으로 알려진 하나 이상의 부가적인 제어 신호 비트에 대응하는 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 방법.

### 청구항 14.

제어 신호와 데이터 신호를 포함하는 포워드 링크 CDMA 신호의 전송 전력을 제어하는 장치로서,

제어 신호의 하나 이상의 제어 신호 비트의 수신 진폭값을 측정하는 수단;

상기 수신 진폭값과 타겟 에너지 레벨을 비교하는 수단;

상기 비교에 기초하여 포워드 링크 전력 제어값을 생성하는 수단; 및

상기 포워드 링크 전력 제어값을 전송하는 수단을 구비하고,

상기 하나 이상의 제어 신호 비트의 전송 전력 레벨은 상기 데이터 신호의 포워드 링크 데이터 레이트와 독립적인 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 장치.

### 청구항 15.

삭제

### 청구항 16.

제 14 항에 있어서,

상기 타겟 에너지 레벨을 조정하는 수단을 더 구비하는 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 장치.

### 청구항 17.

제 16 항에 있어서,

상기 조정 수단은 복수의 수신 데이터 프레임 각각의 종료 후에 상기 타겟 에너지 레벨을 조정하는 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 장치.

### 청구항 18.

제 16 항에 있어서,

상기 조정 수단은, 데이터 프레임이 하나 이상의 에러를 가지고 수신될 때 업스텝량 만큼 상기 타겟 에너지 레벨을 증가시키는 수단과 데이터 프레임이 에러 없이 수신될 때 다운스텝량 만큼 상기 타겟 에너지 레벨을 감소시키는 수단을 구비하며,

상기 업스텝량은 상기 다운스텝량보다 큰 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 장치.

### 청구항 19.

제 14 항에 있어서,

수신 파일럿 신호의 파일럿 위상과 파일럿 진폭에 따라 상기 하나 이상의 제어 신호 비트의 위상과 진폭을 조정하여 조정된 제어 신호를 생성하는 수단을 더 구비하는 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 장치.

### 청구항 20.

제 19 항에 있어서,

상기 조정된 제어 신호를 필터링하는 수단을 더 구비하는 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 장치.

### 청구항 21.

제 14 항에 있어서,

상기 수신 진폭값을 필터링하는 수단을 더 구비하는 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 장치.

### 청구항 22.

제 14 항에 있어서,

부가적인 포워드 링크 CDMA 신호에 기초하여 상기 수신 진폭값의 절대값과 부가적인 수신 진폭 값의 하나 이상의 절대값을 결합하는 수단을 구비하는 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 장치.

### 청구항 23.

제 14 항에 있어서,

상기 수신 진폭값과 하나 이상의 부가적인 수신 진폭값을 결합하는 수단을 더 구비하고,

상기 하나 이상의 부가적인 수신 진폭값은 상기 하나 이상의 제어 신호 비트와 일치하는 것으로 알려진 하나 이상의 부가적인 제어 신호 비트에 대응하는 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 장치.

### 청구항 24.

제어 신호와 데이터 신호를 포함하는 포워드 링크 CDMA 신호의 전송 전력을 제어하는 장치로서,

상기 포워드 링크 CDMA 신호에 수신된 상기 제어 신호를 디멀티플렉싱하는 디멀티플렉서;

상기 디멀티플렉싱된 제어 신호의 수신 진폭값을 측정하고, 상기 수신 진폭값을 타겟 에너지값에 대하여 비교하고, 상기 비교에 기초하여 포워드 링크 전력 제어값을 생성하는 제어 프로세서; 및

상기 포워드 링크 전력 제어값을 전송하는 전송기를 구비하고,

상기 제어 신호의 전송 전력 레벨은 상기 데이터 신호의 포워드 링크 데이터 레이트와 독립적인 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 장치.

### 청구항 25.

제 24 항에 있어서,

상기 제어 프로세서는 상기 비교를 행하는 임계값 비교 모듈을 구비하는 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 장치.

### 청구항 26.

제 24 항에 있어서,

상기 제어 프로세서는 상기 타겟 에너지 레벨을 조정하는 임계값 조정 모듈을 구비하는 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 장치.

### 청구항 27.

제 26 항에 있어서,

상기 임계값 조정 모듈은 복수의 수신 데이터 프레임 각각의 종료 후에 상기 타겟 에너지 레벨을 조정하도록 구성된 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 장치.

### 청구항 28.

제 26 항에 있어서,

상기 임계값 조정 모듈은 프레임 에러가 발생되었는지를 나타내는 프레임 품질 정보를 수신하고,

상기 임계값 조정 모듈은, 프레임 에러가 발생한 경우에는 업스텝량 만큼 상기 타겟 에너지 레벨을 증가시키고 프레임 에러가 발생하지 않은 경우에는 다운스텝량 만큼 상기 타겟 에너지 레벨을 감소시키며,

상기 업스텝량은 상기 다운스텝량보다 큰 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 장치.

### 청구항 29.

제 24 항에 있어서,

수신 파일럿 신호의 파일럿 위상과 파일럿 진폭에 따라 상기 제어 신호의 진폭과 위상을 조정하여 조정된 제어 신호를 생성하는 내적 모듈을 더 구비하는 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 장치.

### 청구항 30.

제 29 항에 있어서,

상기 조정된 제어 신호를 필터링하는 필터를 더 구비하는 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 장치.

### 청구항 31.

제 24 항에 있어서,

상기 수신 진폭값을 필터링하는 필터를 더 구비하는 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 장치.

### 청구항 32.

제 24 항에 있어서,

상기 제어 프로세서는, 부가적인 포워드 링크 CDMA 신호에 기초하여 상기 수신 진폭값의 절대값과 부가적인 수신 진폭값의 하나 이상의 절대값을 결합하는 비동일 (non-identical) 비트 누적기를 구비하는 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 장치.

### 청구항 33.

제 24 항에 있어서,

상기 제어 프로세서는 상기 수신 진폭값과 하나 이상의 부가적인 수신 진폭값을 결합하는 동일 비트 누적기를 구비하고, 상기 하나 이상의 부가적인 수신 진폭값은 제어 신호와 일치하는 것으로 알려진 하나 이상의 부가적인 제어 신호 비트에 대응하는 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 장치.

#### 청구항 34.

제 24 항에 있어서,

하나 이상의 상관기를 더 구비하며,

상기 하나 이상의 상관기 각각은 상이한 신호 경로에 할당되고 상기 대응하는 할당 신호 경로를 통해 수신된 신호에 대한 의사 잡음 (PN) 디스프레딩을 행하는 것을 특징으로 하는 전송 전력 제어 장치.

#### 청구항 35.

삭제

#### 청구항 36.

삭제

#### 청구항 37.

삭제

#### 청구항 38.

무선 통신 시스템에 사용되는 원격국으로서,

하나 이상의 통신 신호를 수신하는 수신기로서, 상기 하나 이상의 통신 신호 각각은 제어 신호와 데이터 신호를 포함하고, 상기 제어 신호의 전송 전력 레벨이 상기 데이터 신호의 포워드 링크 데이터 레이트와 독립적인, 수신기;

상기 제어 신호의 수신 진폭값을 측정하고, 상기 수신 진폭값을 타겟 에너지 레벨과 비교하고, 상기 비교에 기초하여 포워드 링크 전력 제어값을 생성하는 제어 프로세서; 및

상기 포워드 링크 전력 제어값을 전송하는 전송기를 구비하는 것을 특징으로 하는 원격국.

#### 청구항 39.

제 38 항에 있어서,

상기 포워드 링크 CDMA 신호에 수신된 상기 제어 신호를 디멀티플렉싱하는 디멀티플렉서를 더 구비하는 것을 특징으로 하는 원격국.

#### 청구항 40.

제 38 항에 있어서,

상기 제어 프로세서는 상기 타겟 에너지 레벨을 조정하는 임계값 조정 모듈을 구비하는 것을 특징으로 하는 원격국.

#### 청구항 41.

제 40 항에 있어서,

상기 임계값 조정 모듈은 복수의 수신 데이터 프레임 기간의 각각의 후에 타겟 에너지 레벨을 조정하도록 구성된 것을 특징으로 하는 원격국.

#### 청구항 42.

제 40 항에 있어서,

상기 임계값 조정 모듈은 프레임 에러가 발생했는지를 나타내는 프레임 품질 정보를 수신하고,

상기 임계값 조정 모듈은 프레임 에러가 발생한 경우에는 업스텝량 만큼 상기 타겟 에너지 레벨을 증가시키고 프레임 에러가 발생하지 않은 경우에는 다운스텝량 만큼 상기 타겟 에너지 레벨을 감소시키며,

상기 업스텝량은 상기 다운스텝량보다 큰 것을 특징으로 하는 원격국.

#### 청구항 43.

제 38 항에 있어서,

수신 파일럿 신호의 파일럿 위상과 파일럿 진폭에 따라 상기 제어 신호의 진폭과 위상을 조정하여 조정된 제어 신호를 생성하는 내적 모듈을 더 구비하는 것을 특징으로 하는 원격국.

#### 청구항 44.

제 43 항에 있어서,

상기 조정된 제어 신호를 필터링하는 필터를 더 구비하는 것을 특징으로 하는 원격국.

#### 청구항 45.

제 38 항에 있어서,

상기 수신 진폭값을 필터링하는 필터를 더 구비하는 것을 특징으로 하는 원격국.

#### 청구항 46.

제 38 항에 있어서,

상기 제어 프로세서는, 부가적인 포워드 링크 CDMA 신호에 기초하여 상기 수신 진폭값의 절대값과 추가적인 수신 진폭값의 하나 이상의 절대값을 결합하는 비동일 비트 누적기를 구비하는 것을 특징으로 하는 원격국.

### 청구항 47.

제 38 항에 있어서,

상기 제어 프로세서는, 상기 수신 진폭값과 하나 이상의 부가적인 수신 진폭값을 결합하는 동일 비트 누적기를 구비하고, 상기 하나 이상의 부가적인 수신 진폭값은 제어 신호와 일치하는 것으로 알려진 하나 이상의 부가적인 제어 신호 비트에 대응하는 것을 특징으로 하는 원격국.

### 청구항 48.

제 38 항에 있어서,

하나 이상의 상관기를 더 구비하며,

상기 하나 이상의 상관기 각각은, 상이한 신호 경로에 할당되고, 상기 대응하는 할당 신호 경로를 통해 수신된 신호에 대한 의사 잡음 (PN) 디스프레딩을 행하는 것을 특징으로 하는 원격국.

### 청구항 49.

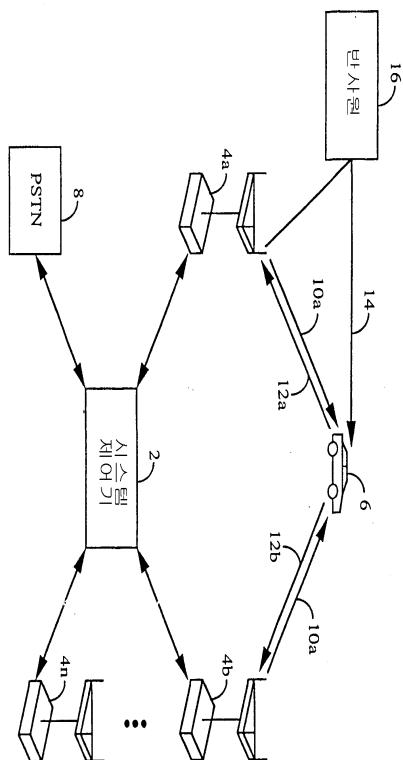
삭제

### 청구항 50.

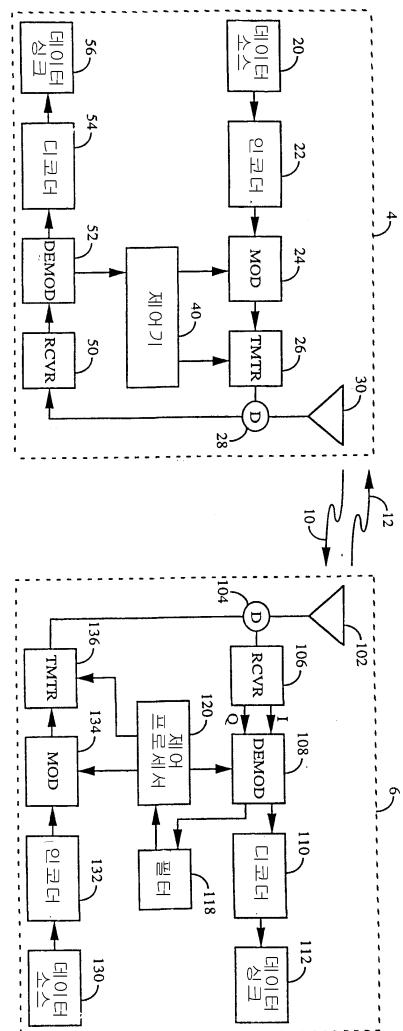
삭제

도면

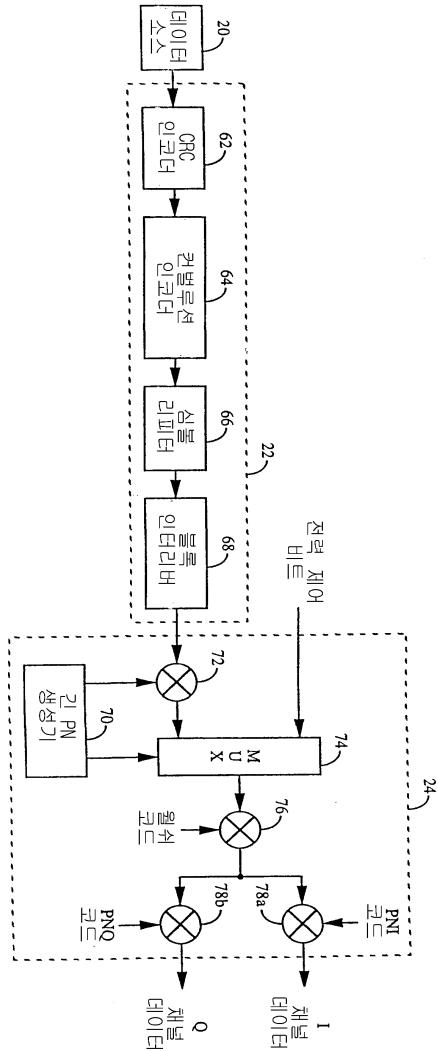
도면1



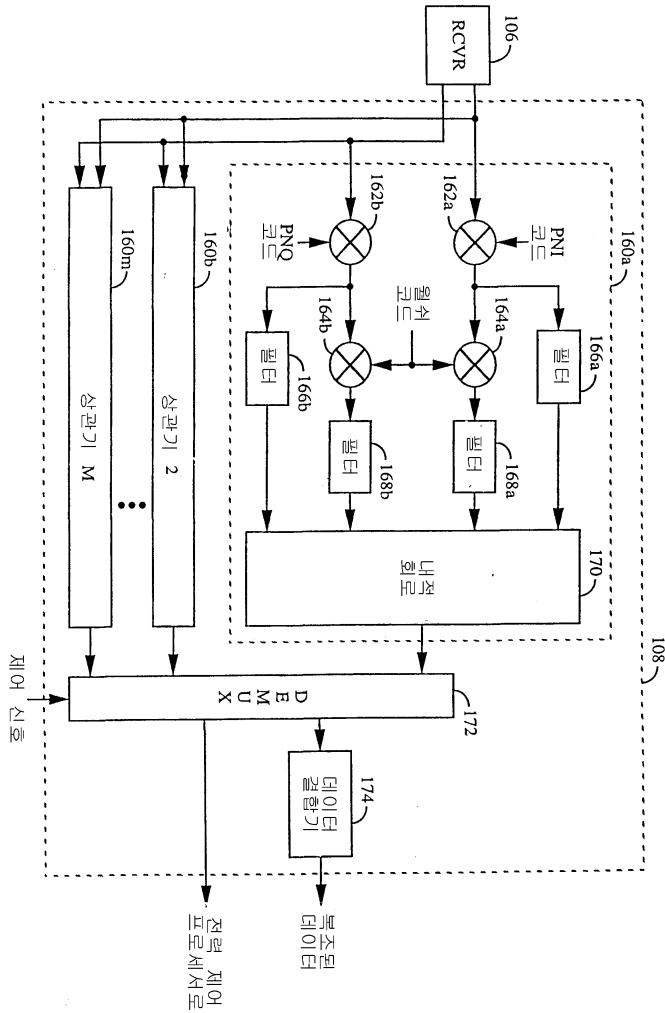
도면2



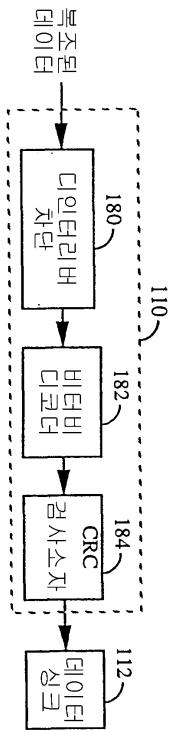
도면3



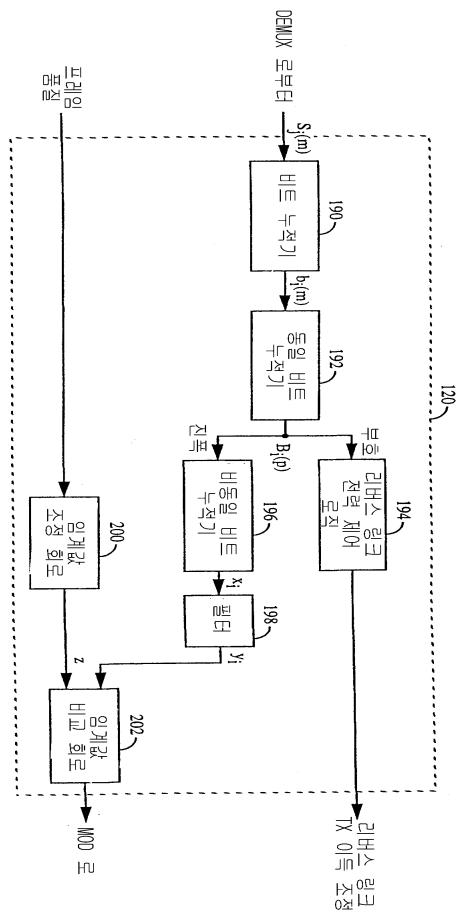
도면4



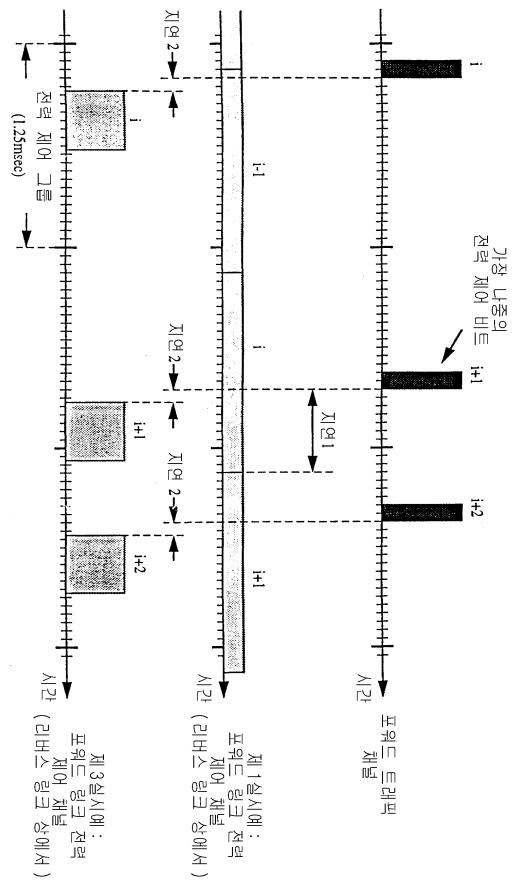
도면5



도면6



도면7



도면 8

