



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2009년11월12일
(11) 등록번호 10-0926810
(24) 등록일자 2009년11월06일

(51) Int. Cl.

H04B 7/26 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2008-7004058(분할)
(22) 출원일자 2001년07월12일
 심사청구일자 2008년03월21일
(85) 번역문제출일자 2008년02월20일
(65) 공개번호 10-2008-0033432
(43) 공개일자 2008년04월16일
(62) 원출원 특허 10-2003-7001152
 원출원일자 2003년01월25일
 심사청구일자 2003년11월12일
(86) 국제출원번호 PCT/US2001/021979
(87) 국제공개번호 WO 2002/09311
 국제공개일자 2002년01월31일

(30) 우선권주장

60/221,348 2000년07월26일 미국(US)
60/223,375 2000년08월07일 미국(US)

(56) 선행기술조사문현

KR1020030018061 A

전체 청구항 수 : 총 2 항

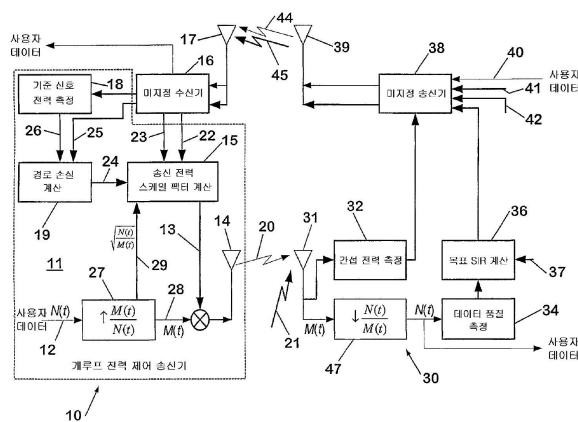
심사관 : 남옥우

(54) 가변 다중 속도 통신 시스템용 고속 적응 전력 제어 방법 및 시스템

(57) 요약

본 발명은 무선 통신 시스템에서 송신 전력을 제어하는 시스템 및 방법에 관한 것인데, 여기서 사용자 데이터는 속도 $N(t)$ 를 갖는 다중 속도 신호로서 처리되고, 속도 $N(t)$ 를 갖는 상기 사용자 데이터 신호는 송신을 위해 더 빠른 속도 $M(t)$ 를 갖는 송신 데이터 신호로 변환된다. 상기 송신 전력은 상기 송신된 데이터의 수신기에 의해서 수신된 데이터의 품질에 기초해서 비교적 느리게 조정된다. 상기 송신 전력은 $N(t)/M(t)$ 의 함수로서 결정됨으로써, 상기 다중 채널에서의 데이터 속도나 상기 송신 데이터 신호 속도의 변화가 그러한 데이터 속도 변화와 관련된 데이터 품질 기반 조정에 앞서서 보상된다. 바람직하게는, 속도 $N(t)$ 를 갖는 상기 사용자 데이터 신호는 선택된 데이터 비트의 반복에 의해서 더 빠른 속도 $M(t)$ 를 갖는 상기 송신 데이터 신호로 변환됨으로써, 상기 송신 데이터 신호에서 비트 당 에너지 대 잡음 스펙트럼 밀도 비가 증가된다.

대 표 도



(81) 지정국

국내특허 : 알바니아, 아르메니아, 오스트리아, 오스트레일리아, 아제르바이잔, 보스니아 헤르체고비나, 바베이도스, 불가리아, 브라질, 벨라루스, 캐나다, 스위스, 중국, 쿠바, 체코, 독일, 덴마크, 에스토니아, 스페인, 핀란드, 영국, 그루지야, 헝가리, 이스라엘, 아이슬랜드, 일본, 케냐, 키르키즈스탄, 북한, 대한민국, 카자흐스탄, 세인트루시아, 스리랑카, 리베이라, 레소토, 리투아니아, 룩셈부르크, 라트비아, 몰도바, 마다가스카르, 마케도니아공화국, 몽고, 말라위, 멕시코, 노르웨이, 뉴질랜드, 슬로베니아, 슬로바키아, 타지키스탄, 투르크맨, 터키, 트리니다드토바고, 우크라이나, 우간다, 우즈베키스탄, 베트남, 폴란드, 포르투칼, 루마니아, 러시아, 수단, 스웨덴, 싱가포르, 가나, 시에라리온, 세르비아 앤 몬테네그로, 짐바브웨

AP ARIPO특허 : 케냐, 레소토, 말라위, 수단, 스와질랜드, 우간다, 시에라리온, 가나, 감비아, 짐바브웨, 모잠비크, 탄자니아

EA 유라시아특허 : 아르메니아, 아제르바이잔, 벨라루스, 키르키즈스탄, 카자흐스탄, 몰도바, 러시아, 타지키스탄, 투르크맨

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, 기니 비사우, 적도 기니

특허청구의 범위

청구항 1

삭제

청구항 2

삭제

청구항 3

삭제

청구항 4

삭제

청구항 5

삭제

청구항 6

삭제

청구항 7

삭제

청구항 8

삭제

청구항 9

삭제

청구항 10

삭제

청구항 11

삭제

청구항 12

삭제

청구항 13

삭제

청구항 14

삭제

청구항 15

삭제

청구항 16

삭제

청구항 17

삭제

청구항 18

삭제

청구항 19

시분할 듀플렉싱(Time Division Duplexing; TDD)을 이용하여 무선 통신 시스템에서 송신국의 송신 전력을 제어하는 방법으로서,

적어도 하나가 시간에 따라 변화되는 독립적인 속도들을 갖는 사용자 데이터의 다중 채널들을, 송신을 위해 합성되는 상기 다중 채널의 속도의 합수인 제1 속도를 갖는 신호로 합성하고,

상기 제1 속도를 갖는 합성된 다중 채널 신호는 송신기에 있어서 더 빠른 제2 속도를 갖는 송신 데이터 신호로 변환되어 송신되고, 상기 송신 전력은 상기 송신된 데이터의 수신기에 있어서 수신되는 데이터의 품질에 기초해서 조정되며,

상기 방법은,

상기 다중 채널들에서의 데이터 속도나 상기 송신 데이터 신호의 속도의 변화가 상기 데이터 신호의 속도의 변화에 연관된 데이터 품질 기반 조정에 앞서서 보상되도록 상기 송신기 스케일 팩터를 상기 제1 및 제2 속도의 합수로서 결정하는 것을 특징으로 하는 무선 통신 시스템에서의 송신국의 송신 전력 제어 방법.

청구항 20

제19항에 있어서, 상기 제1 속도를 갖는 상기 합성된 다중 채널 신호는 선택된 데이터 비트의 반복에 의해서 더 빠른 상기 제2 속도를 갖는 상기 송신 데이터 신호로 변환됨으로써, 상기 송신 데이터 신호에서 비트당 에너지 대 노이즈 스펙트럼 밀도비가 증가되는 것인 무선 통신 시스템에서의 송신국의 송신 전력 제어 방법.

청구항 21

삭제

청구항 22

삭제

청구항 23

삭제

청구항 24

삭제

청구항 25

삭제

청구항 26

삭제

청구항 27

삭제

청구항 28

삭제

청구항 29

삭제

청구항 30

삭제

청구항 31

삭제

청구항 32

삭제

청구항 33

삭제

청구항 34

삭제

청구항 35

삭제

청구항 36

삭제

청구항 37

삭제

청구항 38

삭제

청구항 39

삭제

청구항 40

삭제

청구항 41

삭제

청구항 42

삭제

청구항 43

삭제

명세서

발명의 상세한 설명

기술 분야

<1> 본 발명은 무선 통신 시스템용 전력 제어에 관한 것으로, 특히 가변 다중 속도 통신 시스템용 고속 적응 전력 제어 시스템 및 방법에 관한 것이다.

배경 기술

<2> 본 기술 분야에서 다양한 무선 통신 시스템용 전력 제어 방법들이 알려져 있다. 도 1에는 단일 속도 데이터 시스템용 개루프 전력 제어 송신기 시스템의 일례가, 도 2에는 단일 속도 데이터 시스템용 폐루프 전력 제어 송신기 시스템의 일례가 도시되어 있다.

<3> 상기 시스템들은 모두 페이딩 전파 채널 및 시변 간섭 하에서 송신기 전력을 신속히 변화시켜, 송신기 전력을 최소화하는 동시에 원격 엔드(remote end)에서 허용 가능한 품질로 데이터를 수신할 수 있도록 해주는 것을 목적으로 한다. 통상적으로, 디지털 구현에서, 송신기 전력은 예컨대 RF 증폭기의 이득을 변화시키는 것과는 달리, 디지털 데이터에 가변 스케일 팩터를 적용함으로써 변화된다.

발명의 내용

해결 하고자하는 과제

<4> 3GPP(Third Generation Partnership Project)가 제안한 주파수 분할 이중(FDD : Frequency Division Duplex) 방식 및 시간 분할 이중(TDD : Time Division Duplex) 방식 시스템들과 같은 최신 통신 시스템에서는 가변 속도 데이터의 다중 채널들을 결합하여 송신한다. 도 3과 도 4는 각각 종래 기술의 개루프 전력 제어 송신 시스템과 폐루프 전력 제어 송신 시스템을 보여주고 있다. 이러한 시스템에 대한 배경 사양 데이터는 3GPP TS 25.223 v3.3.0, 3GPP TS 25.222 v3.2.0, 3GPP TS 25.224 v3.6 및 3G 다중 시스템 버전 1.0, ARIB(Association of Radio Industries Businesses) 버전 1.0의 무선 인터페이스(Air-Interface) 사양 제3권에 있다.

<5> 그러한 가변 다중 속도 무선 통신 시스템용 개루프 및 폐루프 전력 제어 시스템은 비교적 느리게 데이터 속도 변화에 응답하는데, 그 결과 송신기 전력이 과도하게 되거나 신호가 저품질로 수신되는 것 등과 같이 최적 성능에 못미치게 된다. 따라서, 데이터 속도 변화에 대한 고속 전력 제어 적응 방법 및 시스템을 제공함으로써 성능을 더 최적으로 향상시키는 것이 바람직하다.

과제 해결수단

<6> 본 발명은 무선 통신 시스템에서 송신기 전력을 제어하는 방법을 제공하는데, 여기서 사용자 데이터는 속도 $N(t)$ 를 갖는 다중 속도 신호로서 처리되고, 속도 $N(t)$ 를 갖는 상기 사용자 데이터 신호는 송신을 위해 더 빠른 속도 $M(t)$ 를 갖는 송신 데이터 신호로 변환된다. 상기 송신 전력은 상기 송신된 데이터의 수신기에 의해서 수신된 데이터의 품질에 기초해서 비교적 느리게 조정된다. 상기 송신기 전력은 $N(t)/M(t)$ 의 함수로서 결정됨으로써, 상기 사용자 데이터 신호의 데이터 속도나 상기 송신 데이터 신호 속도의 변화가 그러한 데이터 속도 변화와 관련된 데이터 품질 기반 조정에 앞서서 보상된다. 바람직하게는, 속도 $N(t)$ 를 갖는 상기 사용자 데이터 신호는 선택된 데이터 비트의 반복에 의해서 더 빠른 속도 $M(t)$ 를 갖는 상기 송신 데이터 신호로 변환됨으로써, 상기 송신 데이터 신호에서 비트 당 에너지 대 잡음 스펙트럼 밀도 비가 증가된다.

<7> 상기 방법은 스케일 팩터가 송신기 전력을 제어하는 데 적용되는 개루프 또는 폐루프 전력 제어 시스템에 적용 가능하다. 개루프 또는 폐루프 시스템의 송신기에서 본 발명을 구현함에 있어서, 바람직하게는 상기 스케일 팩터에 $\sqrt{N(t)/M(t)}$ 가 적용된다.

<8> 상기 방법은 상기 송신기가 기준 신호, 기준 신호 전력 데이터, 측정된 간섭 전력 데이터, 및 비교적 느리게 수집된 수신 신호 품질 데이터를 기초로 하는 목표 신호 대 간섭 비(SIR) 데이터를 수신하는 개루프 전력 제어 시스템에 적용 가능하다. 상기 송신기는 상기 기준 신호를 측정하여 수신된 기준 신호 전력을 결정하고, 상기 수신된 기준 신호 전력 데이터 및 상기 결정된 기준 신호 전력에 기초해서 경로 손실을 계산한다. 다음에 상기 송신기는 상기 계산된 경로 손실, 상기 수신된 측정된 간섭 전력 데이터, 상기 목표 SIR 데이터 및 $\sqrt{N(t)/M(t)}$

에 기초해서 상기 스케일 팩터를 계산한다.

- <9> 상기 방법은 또한 상기 송신기가 상기 수신기에 의해 생성된 스텝 업(step up)/스텝 다운(step down) 데이터를 이용하고, 상기 스텝 업/스텝 다운 데이터 및 $\sqrt{N(t)/M(t)}$ 에 기초해서 상기 스케일 팩터를 계산하는 페루프 시스템에 적용 가능하다. 바람직하게는, 상기 스텝 업/스텝 다운 데이터는 상기 송신기로부터 수신된 신호의 측정된 간접 전력 데이터를 비교적 느리게 수집된 수신 신호 품질 데이터를 적어도 부분적으로 기초로 하는 목표 신호 대 간접 비(SIR) 데이터와 결합함으로써 상기 수신기에서 생성된다. 상기 목표 SIR 데이터는 바람직하게는 비교적 느리게 수집된 수신 신호 품질 데이터를 기초로 하는 공칭 목표 SIR 데이터에 팩터 $N(t)/M(t)$ 를 곱하여 계산됨으로써, 상기 목표 SIR 데이터는 데이터 속도가 변화될 때 신속히 조정된다.
- <10> 본 발명은 또한 무선 통신 시스템용 송신기를 제공하는데, 여기서 사용자 데이터는 속도 $N(t)$ 를 갖는 다중 속도 신호로서 처리되고, 속도 $N(t)$ 를 갖는 상기 사용자 데이터 신호는 송신을 위해 더 빠른 속도 $M(t)$ 를 갖는 송신 데이터 신호로 변환된다. 상기 송신기의 송신 전력은 상기 송신된 데이터의 수신기에 의해서 수신된 데이터의 품질에 기초해서 상기 송신기 전력에 스케일 팩터를 적용함으로써 비교적 느리게 조정된다. 상기 송신기는 상기 사용자 데이터 신호 속도 $N(t)$ 를 더 높은 데이터 송신 속도 $M(t)$ 로 증가시키는 데이터 신호 속도 변환기와, 수신된 데이터의 품질과 관련해서 상기 수신기에서 생성되는 데이터를 부분적으로 기초로 해서 송신 전력 스케일 팩터를 계산하는 처리기를 포함한다. 상기 데이터 신호 속도 변환기는 상기 처리기가 상기 송신 전력 스케일 팩터를 $N(t)/M(t)$ 의 함수로서 계산할 수 있도록 상기 처리기와 관련되어 있음으로써, 상기 사용자 데이터 신호의 데이터 속도나 상기 송신 데이터 신호 속도의 변화가 그러한 데이터 속도 변화와 관련된 수신기 데이터 품질 기반 조정에 앞서서 보상된다.
- <11> 바람직하게는, 상기 데이터 신호 속도 변환기는 선택된 데이터 비트의 반복에 의해서 속도 $N(t)$ 를 갖는 상기 사용자 데이터 신호를 더 빠른 속도 $M(t)$ 를 갖는 상기 송신 데이터 신호로 변환함으로써, 상기 송신 데이터 신호에서 비트 당 에너지 대 잡음 스펙트럼 밀도 비가 증가된다.
- <12> 상기 송신기는 상기 송신기가 상기 송신된 데이터의 수신기로부터 기준 신호, 기준 신호 전력 데이터, 측정된 간접 전력 데이터, 및 비교적 느리게 수집된 수신 신호 품질 데이터를 기초로 하는 목표 신호 대 간접 비(SIR) 데이터를 수신하는 개루프 전력 제어 시스템의 일부분으로서 구성 가능하다. 그러한 것으로서, 상기 송신기는 수신된 기준 신호 전력을 측정하는 신호 측정 장치와, 상기 수신된 기준 신호 전력 데이터 및 상기 측정된 수신된 기준 신호 전력에 기초해서 경로 손실을 계산하는 경로 손실 처리 회로를 포함한다. 상기 송신기의 처리기는 상기 계산된 경로 손실, 상기 수신된 측정된 간접 전력 데이터, 상기 목표 SIR 데이터 및 $\sqrt{N(t)/M(t)}$ 에 기초해서 상기 송신 전력 스케일 팩터를 계산한다.
- <13> 상기 송신기는 또한 상기 송신기가 상기 송신된 데이터의 수신기로부터 스텝 업/스텝 다운 데이터를 수신하는 페루프 전력 제어 시스템의 일부분으로서 구성 가능하다. 그러한 것으로서, 상기 송신기의 처리기는 상기 수신된 스텝 업/스텝 다운 데이터 및 $\sqrt{N(t)/M(t)}$ 에 기초해서 상기 송신 전력 스케일 팩터를 계산한다.
- <14> 본 발명은 또한 무선 통신 시스템용 페루프 송신 전력 제어 시스템을 제공하는데, 여기서 사용자 데이터는 속도 $N(t)$ 를 갖는 다중 속도 신호로서 처리되고, 속도 $N(t)$ 를 갖는 상기 사용자 데이터 신호는 송신을 위해 더 빠른 속도 $M(t)$ 를 갖는 송신 데이터 신호로 변환되고, 상기 송신 전력은 스텝 업/스텝 다운 데이터에 응답해서 스케일 팩터를 적용함으로써 조정된다. 상기 시스템은 상기 $M(t)$ 속도의 송신 데이터 신호를 수신하여 상기 스텝 업/스텝 다운 데이터를 생성하는 수신기를 포함한다. 상기 수신기는 바람직하게는 수신된 송신 데이터의 데이터 속도 $M(t)$ 를 감소시켜 더 낮은 데이터 속도 $N(t)$ 를 갖는 사용자 데이터 신호를 생성하는 데이터 신호 속도 변환기와, 상기 사용자 데이터 신호의 데이터 품질을 측정하는 데이터 품질 측정 장치와, 상기 측정된 사용자 데이터 신호의 데이터 품질을 부분적으로 기초로 해서 스텝 업/스텝 다운 데이터를 계산하는 회로를 포함한다. 상기 데이터 신호 속도 변환기는 상기 회로가 스텝 업/스텝 다운 데이터를 $N(t)/M(t)$ 의 함수로서 계산할 수 있도록 속도 데이터를 제공하는 상기 회로와 관련되어 있음으로써, 상기 사용자 데이터 신호 속도나 상기 송신 데이터 신호 속도의 변화가 그러한 데이터 속도 변화와 관련된 데이터 품질 기반 조정에 앞서서 보상된다.
- <15> 상기 시스템은 또한 바람직하게는 속도 $N(t)$ 를 갖는 상기 사용자 데이터 신호를 선택된 데이터 비트의 반복에 의해서 더 빠른 속도 $M(t)$ 를 갖는 상기 송신 데이터 신호로 변환함으로써 상기 송신 데이터 신호에서 비트 당 에너지 대 잡음 스펙트럼 밀도 비를 증가시키는 데이터 신호 속도 변환기를 갖는 송신기를 포함한다.
- <16> 바람직한 실시예에 있어서, 상기 수신기는 상기 $M(t)$ 속도의 송신 데이터 신호와 함께 수신된 간접 신호의 전력

을 측정하는 간섭 측정 장치를 포함한다. 상기 데이터 품질 측정 장치는 비교적 느리게 수집된 수신 데이터 품질 데이터를 기초로 하는 공칭 목표 SIR 데이터를 출력한다. 상기 수신기의 회로는 상기 송신기로부터 수신된 신호의 측정된 간섭 전력 데이터를 목표 신호 대 간섭 비(SIR) 데이터와 결합함으로써 상기 스텝 업/스텝 다운 데이터를 계산하며, 상기 목표 SIR 데이터는 상기 공칭 목표 SIR 데이터에 팩터 $N(t)/M(t)$ 를 곱하여 계산됨으로써, 상기 목표 SIR 데이터는 데이터 속도가 변화될 때 신속히 조정된다.

<17> 다른 목적과 이점은 본 발명의 현재 바람직한 실시예에 대한 다음의 설명을 통해 당업자에게 명백해질 것이다.

효과

<18> 데이터 속도 변화에 대한 고속 전력 제어 적응 방법 및 시스템을 제공함으로써 성능을 더 최적으로 향상시키는 것이 가능하다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

<19> 3GPP와 같은 종래의 무선 시스템용 전력 제어 방법은 소위 내부 루프 및 외부 루프를 이용한다. 그 전력 제어 시스템은 내부 루프가 개루프인지 폐루프인지의 여부에 따라 개루프 전력 제어 시스템이나 폐루프 전력 제어 시스템으로 부른다. 이러한 양쪽 타입의 시스템의 외부 루프는 모두 폐루프이다.

<20> 도 1에는 "송신" 통신국(이하, 송신국이라 약칭함)(10)과 "수신" 통신국(이하, 수신국이라 약칭함)(30)을 갖는 개루프 전력 제어 시스템의 관련 부분이 도시되어 있다. 송신국(10)과 수신국(30)은 모두 송수신기이다. 통상적으로, 하나는 기지국이고, 다른 하나는 일종의 사용자 장치(UE : user equipment)이다. 명확성을 위해서, 선택된 구성 요소들만을 도시하였다.

<21> 송신국(10)은 송신용 사용자 데이터 신호를 전송하는 데이터 라인(12)을 갖는 송신기(11)를 포함한다. 사용자 데이터 신호는 조정 가능한 희망 전력 레벨로 제공되는데, 그 송신 전력 레벨은 처리기(15)의 출력(13)으로부터 송신 전력 스케일 팩터를 적용함으로써 조정된다. 그 사용자 데이터는 송신기(11)의 안테나 시스템(14)으로부터 송신된다.

<22> 그 송신된 데이터를 포함하는 무선 신호(20)는 수신 안테나 시스템(31)을 통해 수신국(30)에서 수신된다. 수신 안테나 시스템(31)은 또한 그 수신된 데이터 품질에 영향을 주는 간섭 무선 신호(21)를 수신한다. 수신국(30)은 그 수신된 신호를 입력하여 간섭 전력 데이터를 측정해서 출력하는 간섭 전력 측정 장치(32)를 포함한다. 수신국(30)은 또한 그 수신된 신호를 입력하여 데이터 품질 신호를 생성하는 데이터 품질 측정 장치(34)를 포함한다. 데이터 품질 측정 장치(34)는 처리 장치(36)에 연결되며, 그 처리 장치(36)는 그 신호 품질 데이터를 수신하여, 입력(37)을 통해 수신되는 사용자 정의 품질 표준 파라미터에 기초해서 목표 신호 대 간섭 비(SIR) 데이터를 계산한다.

<23> 수신국(30)은 또한 간섭 전력 측정 장치(32)와 목표 SIR 생성 처리기(36)에 연결되는 송신기(38)를 포함한다. 수신국의 송신기(38)는 또한 사용자 데이터, 기준 신호 및 기준 신호 송신 데이터에 대한 각각의 입력(40, 41, 42)을 포함한다. 수신국(30)은 사용자 데이터와 제어 관련 데이터 및 기준 신호를 관련된 안테나 시스템(39)을 통해 송신한다.

<24> 송신국(10)은 수신기(16) 및 관련된 수신 안테나 시스템(17)을 포함한다. 송신국의 수신기(16)는 수신국(30)으로부터 송신된 무선 신호, 즉 수신국의 사용자 데이터(44)와 수신국(30)에서 생성된 제어 신호 및 데이터(45)를 포함하는 무선 신호를 수신한다.

<25> 송신국 처리기(15)는 송신 전력 스케일 팩터를 계산하기 위해서 송신국의 수신기(16)와 관련되어 있다. 송신기(11)는 또한 수신된 기준 신호 전력을 측정하기 위한 장치(18)를 포함하며, 그 장치(18)는 경로 손실 계산 회로(19)와 관련되어 있다.

<26> 송신 전력 스케일 팩터를 계산하기 위해서, 처리기(15)는 수신국의 목표 SIR 생성 처리기(36)에서 생성된 목표 SIR 데이터를 전송하는 목표 SIR 데이터 입력(22)과, 수신국의 간섭 전력 측정 장치(32)에서 생성된 간섭 데이터를 전송하는 간섭 전력 데이터 입력(23)과, 경로 손실 계산 회로(19)의 출력인 경로 손실 신호를 전송하는 경로 손실 데이터 입력(24)으로부터 데이터를 수신한다. 경로 손실 신호는 수신국(30)에서 생성된 기준 신호 송신 전력 데이터를 전송하는 기준 신호 송신 전력 데이터 입력(25)과, 송신기(11)의 기준 신호 전력 측정 장치(18)의 출력을 전송하는 측정된 기준 신호 전력 입력(26)을 통해 수신된 데이터로부터 경로 손실 계산 회로(19)에 의해 생성된다. 기준 신호 측정 장치(18)는 송신국의 수신기(16)에 연결되어 수신국의 송신기(38)로부터 수신된

기준 신호의 전력을 측정한다. 경로 손실 계산 회로(19)는 입력(25)을 통해 전송된 기지의 기준 전력 신호 강도와 입력(26)을 통해 전송된 측정된 수신 전력 강도와의 차에 기초해서 경로 손실을 결정하는 것이 바람직하다.

<27> 간접 전력 데이터, 기준 신호 전력 데이터 및 목표 SIR 값은 전파 채널 및 간접의 시변 속도보다 상당히 느린 속도로 송신국(10)으로 시그널링된다. "내부" 루프는 그 측정된 인터페이스에 의존하는 시스템의 일부이다. 그 시스템은 "개루프"로 간주될 수 있는데, 그 이유는 최소로 필요로 하는 송신기 전력의 추정치가 얼마나 양호한지를 나타내는 전파 채널 및 간접의 시변 속도에 상당하는 속도로 알고리즘으로 피드백되지 않기 때문이다. 시스템은 필요로 하는 송신 전력 레벨이 급속히 변하는 경우에는 스케일 팩터 조정에 따라 적절하게 응답할 수 없다.

<28> 도 1의 개루프 전력 제어 시스템의 외부 루프에 있어서, 원격 수신국(30)에서, 수신된 데이터의 품질은 그 측정 장치(34)를 통해 평가된다. 디지털 데이터 품질에 대한 통상의 메트릭(metric)은 비트 에러율과 블록 에러율이다. 이러한 메트릭의 계산은 시변 전파 채널 및 간접 기간보다 상당히 긴 기간에 걸쳐 축적된 데이터를 필요로 한다. 소정의 메트릭의 경우, 그 메트릭과 수신된 SIR 사이에는 이론적인 관계가 존재한다. 원격 수신기에서 그 메트릭을 평가하기에 충분한 데이터가 축적되면, 처리기(36)에서 그것을 계산한 다음에 희망하는 메트릭(희망하는 서비스 품질을 나타냄)과 비교한 후, 개선된 목표 SIR을 출력한다. 개선된 목표 SIR은 송신기 내부 루프에서 적용되어, 측정된 메트릭을 희망하는 값으로 수렴시키는 (이론적인) 값이다. 최종적으로, 개선된 목표 SIR은 수신국의 송신기(38)과 송신국의 수신기(16)를 통해 송신기(11)로 전송되어, 그 내부 루프에서 이용된다. 목표 SIR의 개선 속도는 전력 제어 송신기로의 시그널링 속도에 대한 품질 통계치 및 실제 한계치를 축적하는 데 필요한 시간에 의해 제한된다.

<29> 도 2에는 송신국(50) 및 수신국(70)을 포함하고 폐루프 전력 제어 시스템을 채용한 통신 시스템이 도시되어 있다.

<30> 송신국(50)은 송신용 사용자 데이터 신호를 전송하는 데이터 라인(52)을 갖는 송신기(51)를 포함한다. 사용자 데이터 신호는 조정 가능한 희망 전력 레벨로 제공되는데, 그 전력 레벨은 프로세서(55)의 출력(53)으로부터 송신 전력 스케일 팩터를 적용함으로써 조정된다. 그 사용자 데이터는 송신기(51)의 안테나 시스템(54)을 통해 송신된다.

<31> 그 송신된 데이터를 포함하는 무선 신호(60)는 수신 안테나 시스템(71)을 통해 수신된다. 수신 안테나 시스템(71)은 또한 그 수신된 데이터 품질에 영향을 주는 간접 무선 신호(71)를 수신한다. 수신국(70)은 그 수신된 신호를 입력하여 SIR 데이터를 측정해서 출력하는 간접 전력 측정 장치(72)를 포함한다. 수신국(70)은 또한 그 수신된 신호를 입력하여 데이터 품질 신호를 생성하는 데이터 품질 측정 장치(73)를 포함한다. 데이터 품질 측정 장치(73)는 처리기(74)에 연결되며, 그 처리기(74)는 그 신호 품질 데이터를 수신하여, 입력(75)을 통해 수신되는 사용자 정의 품질 표준 파라미터에 기초해서 목표 신호 대 간접 비(SIR) 데이터를 계산한다.

<32> 결합기(76)(바람직하게는 감산기)는 간접 전력 측정 장치(72)에서 측정된 SIR 데이터를 처리기(74)에서 계산된 목표 SIR과 비교하는데, 바람직하게는 감산하여, SIR 에러 신호를 출력한다. 결합기(76)로부터 출력된 SIR 에러 신호는 처리 회로(77)에 입력되고, 그것에 기초해서 처리 회로(77)가 스텝 업(step up)/스텝 다운(step down) 명령을 생성한다.

<33> 수신국(70)은 처리 회로(77)에 연결되는 송신기(78)를 포함한다. 수신국의 송신기(78)는 또한 사용자 데이터에 대한 입력(80)을 포함한다. 수신국(70)은 사용자 데이터와 제어 관련 데이터를 관련된 안테나 시스템(79)을 통해 송신한다.

<34> 송신국(50)은 수신기(56) 및 관련된 수신 안테나 시스템(57)을 포함한다. 송신국의 수신기(56)는 수신국(70)으로부터 송신된 무선 신호, 즉 수신국의 사용자 데이터(84)와 수신국에 의해 생성된 제어 데이터(85)를 포함하는 무선 신호를 수신한다.

<35> 송신국의 스케일 팩터 처리기(55)는 송신국의 수신기(56)와 연결된 입력(58)을 갖는다. 처리기(55)는 입력(58)을 통해 스텝 업/스텝 다운 명령 신호를 수신하여 그것에 기초해서 송신 전력 스케일 팩터를 계산한다.

<36> 폐루프 전력 제어 시스템의 내부 루프에 있어서, 송신국의 송신기(51)는 그 전력을 원격 수신국(70)에 의해 생성된 고속의 "스텝 업" 및 "스텝 다운" 명령에 기초해서 설정한다. 원격 수신국(70)에서, 측정 장치(72)는 수신된 데이터의 SIR을 측정하고, 결합기(76)는 그 측정된 SIR을 처리기(74)에서 생성된 목표 SIR 값과 비교한다. 목표 SIR 값은 데이터가 그 값으로 수신되면 희망하는 서비스 품질을 얻을 수 있는 (이론적인) 값이다. 측정된 수신 SIR이 목표 SIR보다 작은 경우에는, 처리 회로(77)는 "스텝 다운" 명령을 수신국의 송신기(78)와 송신국의

수신기(56)를 통해 송신기(51)로 발행하고, 그렇지 않은 경우에는, "스텝 업" 명령을 발행한다. 그 전력 제어 시스템은 "페루프"로 간주될 수 있는데, 그 이유는 "스텝 업" 및 "스텝 다운" 명령이 고속으로 피드백되어 시변 전파 채널 및 간섭에 실시간으로 반응할 수 있기 때문이다. 그 전력 제어 시스템은 필요로 하는 송신 전력 레벨이 시변 간섭 및 전파로 인해 변하는 경우에, 그에 따라 신속히 응답하여 송신 전력을 조정한다.

<37> 페루프 전력 제어 시스템의 외부 루프에 있어서, 수신국(70)에서, 수신된 데이터의 품질은 그 측정 장치(73)에 의해 평가된다. 디지털 데이터 품질에 대한 통상의 메트릭(metric)은 비트 에러율과 블록 에러율이다. 이러한 메트릭의 계산은 시변 전파 채널 및 간섭 기간보다 상당히 긴 기간에 걸쳐 축적된 데이터를 필요로 한다. 소정의 메트릭의 경우, 그 메트릭과 수신된 SIR 사이에는 이론적인 관계가 존재한다. 원격 수신기에서 그 메트릭을 평가하기에 충분한 데이터가 축적되면, 처리기(74)에서 그것을 계산한 다음에 희망하는 메트릭(희망하는 서비스 품질을 나타냄)과 비교한 후, 개신된 목표 SIR을 출력한다. 개신된 목표 SIR은 송신기 알고리즘에서 적용되어, 측정된 메트릭을 희망하는 값으로 수렴시키는 (이론적인) 값이다. 다음에, 개신된 목표 SIR을 그 내부 루프에서 이용하여, 송신국의 전력 스케일 생성 처리기(55)로 전송되는 스텝 업/스텝 다운 명령의 방향을 결정함으로써, 송신기(51)의 전력을 제어한다.

<38> 도 1과 도 2는 단일 속도 데이터 송신용 전력 제어 시스템을 도시하고 있다. 그러나, 디지털 통신 시스템에 있어서, 데이터는 소정의 비트율과 소정의 블록 사이즈, 또는 이와 달리 소정의 블록 당 비트수와 소정의 블록률을 갖는 블록들로 처리될 수 있다. 이러한 시스템, 예컨대 3GPP FDD 및 TDD 시스템에 있어서, 그 통신 시스템 내에서는 소정의 시간에 하나 이상의 데이터 속도가 존재할 수 있으며, 이러한 데이터 속도들은 시간에 따라 변할 수 있다. 도 3은 변형된 개루프 전력 제어 시스템을 도시하고 있고, 도 4는 가변 데이터 속도를 갖는 다중 데이터 채널로 통신하는 변형된 무선 시스템용 페루프 전력 제어 시스템을 도시하고 있다.

<39> 다중 채널 가변 속도 데이터 송신에 적응시키기 위해서, 도 1에 도시된 개루프 전력 제어 시스템을 도 3에 도시된 바와 같이 변형시켰는데, 즉 송신국(10)에는 상향 변환기(27)를, 수신국(30)에는 하향 변환기(47)를 포함시켰다.

<40> 송신용 사용자 데이터는 데이터 속도 $N(t)$ 를 갖는 신호로 결합된다. 속도 $N(t)$ 를 갖는 데이터 스트림은 데이터 상향 변환기(27)에 의해 더 높은 속도 $M(t)$ 를 갖는 데이터 스트림으로 변환되고, 그 속도 $M(t)$ 를 갖는 송신 데이터 신호가 출력(28)을 통해 전송된다.

<41> 수신국(30)에서는, 속도 $M(t)$ 를 갖는 사용자 데이터 신호가 수신되어, 하향 변환기(47)에 의해 원래 속도 $N(t)$ 로 하향 변환된다. 간섭 전력 측정 장치(32)는 더 높은 속도 $M(t)$ 로 수신된 신호의 간섭을 측정한다. 데이터 품질 측정 장치(34)는 사용자 데이터 경로 다운 스트림의 하향 변환기(47)에 연결되어, $N(t)$ 속도로 하향 변환된 후의 데이터의 품질을 측정한다.

<42> 다중 채널 가변 속도 데이터 송신에 적응시키기 위해서, 도 2에 도시된 페루프 전력 제어 시스템을 도 4에 도시된 바와 같이 변형시켰는데, 즉 송신국(50)에는 상향 변환기(67)를, 수신국(70)에는 하향 변환기(87)를 포함시켰다. 송신용 사용자 데이터는 데이터 속도 $N(t)$ 를 갖는 신호로 결합된다. 속도 $N(t)$ 를 갖는 데이터 스트림은 데이터 상향 변환기(67)에 의해 더 높은 속도 $M(t)$ 를 갖는 데이터 스트림으로 변환되고, 그 속도 $M(t)$ 를 갖는 송신 데이터 신호가 출력(68)을 통해 전송된다.

<43> 수신국(70)에서는, 속도 $M(t)$ 를 갖는 사용자 데이터 신호가 수신되어, 하향 변환기(87)에 의해 원래 속도 $N(t)$ 로 하향 변환된다. 간섭 전력 측정 장치(72)는 더 높은 속도 $M(t)$ 로 수신된 신호의 간섭을 측정한다. 데이터 품질 측정 장치(73)는 사용자 데이터 경로 다운 스트림의 하향 변환기(87)에 연결되어, $N(t)$ 속도로 하향 변환된 후의 데이터의 품질을 측정한다.

<44> 상기 두가지 타입의 다중 채널 가변 속도 시스템에 있어서, 원격 수신기(30, 70)로 송신하기 위해 송신기(11, 51)로 입력된 사용자 데이터는 $N(t)$ 로 표기된 데이터 속도를 가지며, 원격 수신기로부터 출력된 사용자 데이터도 동일한 속도를 갖는다. 데이터 속도 $N(t)$ 는 공통 베어러(bearer)를 통한 송신을 위해서 다중화된 상이한 데이터 채널들의 수개의 데이터 속도들을 합성한 것일 수 있다. $N(t)$ 의 함수라는 사실은 데이터 속도가 변할 수 있다는 것, 즉 시간에 따라 또는 블록에 따라 달라질 수 있다는 것을 의미한다. 이러한 변화의 원인으로는, 패킷 서비스의 경우에 통상적인 바와 같이, 데이터 채널의 추가 및/또는 삭제, 기존의 채널에서의 실제 데이터 속도의 변화 등이 있다.

<45> 또한, 도 3 및 도 4에 도시된 양쪽의 시스템에 있어서, 송신 데이터 경로에서, 데이터 속도는 $N(t)$ 에서 $M(t)$ 로 변화되고, 원격 수신기에서 다시 $N(t)$ 로 변화된다. 데이터 속도 $N(t)$ 는 사용자 데이터 속도이고, 데이터 속도

$M(t)$ 는 전파되는(over-the-air) 데이터 속도이며, 이것들은 서로 완전히 독립적일 수 있다.

<46> 3GPP TDD 시스템에 있어서, 예컨대, $M(t)$ 는 소정 수의 시간 슬롯에서의 10 msec. 프레임 당 비트수 및 소정의 확산 인자에서의 직교 가변 확산 인자 코드수이다. $M_i(t)$ 의 함수라는 사실은 데이터 속도가 변할 수 있다는 것, 즉 시간에 따라 또는 더 구체적으로 프레임에 따라 달라질 수 있다는 것을 의미한다. M 의 변화는 프레임 당 사용된 물리적 채널의 확산 인자 및/또는 수의 변화를 의미하고, N 의 변화는 하나 이상의 전송 채널에서의 데이터 속도 변화를 의미한다. 데이터 속도 $M(t)$ 는 10 msec. 프레임 당 $N_{data,j}$ 비트를 의미하고, $N(t)$ 는 TFCj가 유효할 경우 시간 t 동안에 10 msec. 프레임 당

$$PL \cdot 1/RM_{min} \sum_{TrCH_i} RM_i \cdot N_{ij}$$

<47> 비트를 의미하며, 여기서, 3GPP에서 정의된 바와 같이,

<49> N_{ij} 는 TrCH i를 전송 포맷 조합 j와 속도 매칭하기 전에 무선 프레임 내에 존재하는 비트수이다.

<50> RM_i 는 더 높은 계층(L)으로부터 시그널링되는 TrCH i에 대한 반정적인(semi-static) 속도 매칭 속성이다.

<51> PL은 물리적 채널수를 최소화하기 위해서 적용될 수 있는 평처링(puncturing)량을 제한하는 평처링 제한값으로서, 더 높은 계층으로부터 시그널링된다.

<52> N_{dataj} 는 전송 포맷 조합 j와 함께 무선 프레임에서 코딩된 합성 TrCH에 대해 사용 가능한 총 비트수이다.

<53> $TF_i(j)$ 는 전송 포맷 조합 j에 대한 TrCH i의 전송 포맷이다.

<54> TB, 즉 전송 블록(Transport Block)은 L1과 MAC 사이에서 교환되는 기본 데이터 단위로서 정의된다. 전송 블록과 동일한 용어는 "MAC PDU"이다.

<55> TBS, 즉 전송 블록 세트(Transport Block Set)는 동일한 전송 채널을 통해 동시에 L1과 MAC 사이에서 교환되는 전송 블록 세트로서 정의된다.

<56> TrCH, 즉 전송 채널(Transport Channel)은 엔티티들이 표시되는 피어 L1 사이에서의 데이터 전송을 위해서 물리적 계층에 의해 L2에 제공되는 채널이다. 상이한 타입의 전송 채널들은 특성 데이터가 물리적 계층에 전달되는 방법, 예컨대 전용 또는 공통 물리적 채널의 사용 여부로서 정의된다.

<57> TF, 즉 전송 포맷(Transport Format)은 전송 채널에 전송 시간 간격 동안에 전송 블록 세트를 전달하기 위해서 L1에 의해 MAC에 제공되는 포맷으로서 정의된다. 전송 포맷은 2개의 부분, 즉 동적인 부분과 반정적인 부분으로 구성된다.

<58> TFC, 즉 전송 포맷 조합(Transport Format Combination)은 모든 전송 채널에 대해 현재 유효한 전송 포맷의 조합으로서 정의된다. 즉 각각의 전송 채널로부터의 하나의 전송 포맷을 포함한다.

<59> TFCS, 즉 전송 포맷 조합 세트(Transport Format Combination Set)는 전송 포맷 조합 세트로서 정의된다.

<60> MAC, 즉 매체 접근 제어(Medium Access Control)는 논리적 채널에 대한 비승인 데이터 전송 서비스와 전송 채널에 대한 접근을 제공하는 무선 인터페이스 계층 2의 부계층이다.

<61> PDU, 즉 프로토콜 데이터 단위(Protocol Data Unit)는 (N)-프로토콜 계층에서 지정되고 (N)-프로토콜 제어 정보와 가능한 (N)-사용자 데이터로 구성되는 데이터 단위이다.

<62> 송신국(10, 50) 내의 변환기(27, 67)에서는 속도 $N(t)$ 에서 $M(t)$ 로의 속도 변환이 수행되는데, 이것은 팩터 $M(t)/N(t)$ 에 의한 상향 변환을 나타낸다. 원격 수신국(30, 70) 내의 변환기(47, 87)에서는 다시 속도 $M(t)$ 에서 $N(t)$ 로의 속도 변환이 수행되는데, 이것은 팩터 $N(t)/M(t)$ 에 의한 하향 변환을 나타낸다.

<63> 도 3 및 도 4에 도시된 양쪽 시스템에서 있어서는, 속도 $M(t)$ 가 속도 $N(t)$ 보다 속도가 높게 도시되어 있다. 이것은 의도적인 것이다. 상향 속도 변환의 의도하지 않은 효과(이러한 효과를 완화시키는 것이 본 발명의 목적임)는 송신기에서의 반복에 의한 상향 변환의 경우에만 발생하며, 이점에 대해서는 후술한다. 상기 효과는 $N(t)=M(t)$ 인 경우에는 발생하지 않으며 본 발명의 대상이 아닌 $N(t)>M(t)$ 인 경우에는 상이하다.

<64> 데이터 속도의 상향 변환은 반복, 즉 속도 M 의 블록과 동일한 수의 비트를 포함할 때까지 속도 N 의 블록에서 선택된 비트를 반복함으로써 구현될 수 있고, 데이터 속도의 하향 변환은 수신된 반복 "소프트" 비트를 수치적으

로 결합함으로써 구현될 수 있다. 반복에 의한 상향 변환은 도 5에 나타낸 일례에 도시되어 있고, 여기서 B_i 는 데이터 속도를 블록마다 6 비트에서 8 비트로 증가시키는 간단한 경우에 있어서, 입력 시퀀스내의 i 번째 "하드" 비트(± 1)이다. 이 예에서는, 2개의 비트 2와 5를 반복하여, 블록 사이즈를 6에서 8로 변화시켰다. 도 6에서, $b_i + n_j$ 는 "소프트" 비트, 즉 시간 j 에서 송신된 비트 B_i 에 잡음 성분 n_j 를 더한 수신기 내의 디지털 샘플이고, 입력이 8개의 "소프트" 비트로 구성되는 하향 변환 프로세스가 도시되어 있다. 수신된 "소프트" 비트 2와 3은 수치적으로 합산되어 축소된 형태의 원래의 비트 2와 3을 형성하고, 이와 유사하게, 수신된 "소프트" 비트 6과 7은 수치적으로 합산되어 축소된 형태의 원래의 비트 5를 형성한다.

<65> 이 예에서 사용된 특정한 반복 비트는 균일한 반복 비트 분포를 보여주는데, 이는 인터리버와 함께 3GPP 시스템에서 사용되는 특정한 방식이다. 그러나, 반복되는 비트의 선택에 관한 것은 본 발명과 무관하다.

<66> 전술한 데이터 속도 변환 방법은 3GPP TDD 및 FDD 시스템에서 사용되는 반복 기능을 이용한 소위 "속도 매칭"의 구성 요소이다. 그것은 더 짧은 원래의 블록과 더 긴 송신된 블록 사이의 에너지 차이를 이용하여 신호 품질을 개선시킬 수 있다는 점에서, 더미 비트(이 예에서는 2개)를 전송하여 데이터 속도를 변화시키는 간단한 방법을 능가하는 이점을 가지고 있다. 설명하자면, 이 예에서, 수신된 비트 2와 5는 다른 수신된 비트보다 비트 당 에너지 대 잡음 스펙트럼 밀도 비(E_b/N_0)가 2배나 더 크다. 그 결과, 비트가 반복되지 않고 대신에 2개의 더미 비트가 전송되는 경우의 품질 메트릭과 비교해서, 수신된 데이터의 비트 에러율 및 블록 에러율을 전반적으로 개선시킬 수 있다. 물론, 단지 6개의 에너지 단위를 필요로 하는 데이터를 전송하는 데에 8개의 에너지 단위가 사용되었다. 그 결과, 의도하지 않았지만 결과적으로 송신 에너지가 증가하는 효과와 수신된 데이터의 품질을 개선시키는 효과가 있다. 상기 효과들은 본 발명에 의해 해결된다.

<67> 도 3 및 도 4에 도시한 가변 다중 속도 데이터용 개루프 및 폐루프 전력 제어 시스템은 도 1 및 도 2에 도시한 단일 속도 데이터용 개루프 및 폐루프 전력 제어 시스템과 사실상 동일하다. 도 3 및 도 4는 3GPP TDD 통신 시스템용 개루프 및 폐루프 전력 제어 시스템을 나타내고 있다. 그러나, 그 개루프 및 폐루프 전력 제어 시스템은 모두 가변 다중 속도 데이터에 대한 속도 변화 효과를 해결하는 데 있어서 결코 최적의 시스템은 아니다.

<68> 정상 상태에서 $N(t)$ 와 $M(t)$ 가 동일하고 페이딩 채널의 변동 또는 임의의 가변 간섭을 무시한 도 3의 개루프 시스템에서, 목표 SIR은 희망하는 데이터 품질을 산출하는 대기 지점(quiescent point)에 고정될 것이다. 이 상태는 도 1의 단일 속도 실시예와 동일하다. 그러나, 다중 채널의 가변 속도 시스템에서는 때때로 t , N 및/또는 M 은 변화된다. 전술한 바와 같이, 이것에 의해 측정된 데이터의 품질 메트릭을 개선할 수 있고, 실제로 필요한 에너지보다 많은 에너지가 송신된다. 비교적 낮은 속도로 동작하는 외부 루프는 결국 개선된 신호 품질을 검출할 것이고, 그후 매우 높은 신호 품질로서 인식하는 것에 대해 보상하기 위해 내부 루프가 송신 전력을 감소시키도록 목표 SIR을 저하시킬 것이다. 한편, 송신기(11)는 (데이터를 필요한 품질로 수신하기 위해서는) 데이터를 송신하는 데 실제로 필요한 에너지보다 더욱 많은 에너지를 이용할 것이다. 개루프 전력 제어 송신국이 배터리로 전력 공급되는 모빌 유닛인 경우(3GPP 시스템의 경우일 수 있음)에는 불필요한 배터리 전력이 소비된다.

<69> 도 7은 본 발명의 가변 다중 속도 데이터용 개루프 전력 제어에 대해 도시하고 있으며, 이 도면에서는 도 3의 구성 요소와 대응하는 구성 요소에 대해서는 동일한 참조 부호를 사용하여 나타내었다. 도 7에 도시한 바와 같이, 송신국의 변환기(27)는 추가의 입력(29)을 스케일 팩터 생성 처리기(15)에 공급한다. 추가 입력(29)을 통해, 변환기는 송신 전력 스케일 팩터를 계산하는 데 있어서 $\sqrt{(N(t)/M(t))}$ 에 상당하는 신호를 팩터로서 처리기(15)에 공급한다. 따라서, 변경된 스케일 팩터가 전송 데이터에 제공되는 경우에는 송신 전력이 $N(t)/M(t)$ 의 팩터에 의해 조정되어 즉시 $N(t)$ 또는 $M(t)$ 에서의 속도 변경에 대해 보상한다.

<70> 이 변경된 스케일 팩터는 다음과 같은 수학식 1로부터 유도되는 송신 전력을 설정하는 종래의 스케일 팩터와 동일한 방식으로 적용되며, 여기서, 덧셈항은 dB로 표현된 곱셈 팩터(multiplicative factor)를 나타낸다.

수학식 1

$$P_{TS} = SIR_{TARGET} + I_{RS} + \alpha(L - L_0) + L_0 + CONSTANTVALUE$$

<71> 실제로, 스케일 팩터를 생성하는데 사용된 추가의 팩터는 간단하게 수학식 1에서 또 다른 항이 되고, 수학식 1은 다음과 같은 수학식 2가 된다.

수학식 2

$$P_{TS} = SIR_{TARGET} + I_{RS} + \alpha(L - L_0) + L_0 + CONSTANTVALUE + N(t)/M(t)$$

<73>

여기서,

<74>

P_{TS} 는 데시벨로 나타낸 송신국의 송신 전력 레벨이다.

<75>

SIR_{TARGET} 은 수신국에서 결정된다.

<76>

I_{RS} 는 수신국에서의 간접 전력 레벨의 측정치이다.

<77>

L 은 경로 손실이 추정된 가장 최근의 시간 슬롯 동안의 데시벨로 나타낸 경로 손실 추정치이다.

<78>

L_0 은 데시벨로 나타낸 경로 손실의 장기(long term) 평균으로서, 경로 손실 추정치(L)의 유동 평균(running average)이다.

<79>

CONSTANT VALUE는 보정항이다. CONSTANT VALUE는 업링크 채널과 다운링크 채널의 차이에 대해 보정하는데, 예컨대 업링크 이득과 다운링크 이득의 차이에 대해 보정한다. 추가적으로, CONSTANT VALUE는 실제의 송신 전력 대신에 수신국의 송신 전력 참조 레벨이 송신되는 경우에 보정을 제공할 수 있다.

<80>

α 는 측정된 경로 손실의 품질에 관한 측정치인 가중치이고, 바람직하게는 최종 경로 손실 추정치의 시간 슬롯과 송신국에 의해 송신되는 통신의 제1 시간 슬롯 사이의 시간 슬롯의 수에 기초한다. α 값은 0과 1 사이의 값이다. 일반적으로, 시간 슬롯 사이의 시간 차이가 작은 경우, 최근의 경로 손실 추정치는 매우 정확하고 α 는 1과 가까운 값으로 설정된다. 이와 대조적으로, 시간 슬롯 사이의 시간 차이가 큰 경우에, 경로 손실 추정치는 정확하지 않을 수 있고 장기 평균 경로 손실 추정치가 경로 손실에 대해 보다 나은 추정치일 것이다. 따라서, α 는 1에 더욱 가까운 값으로 설정된다. 수학식 3 및 수학식 4는 α 를 결정하기 위한 수학식이다.

수학식 3

$$\alpha = 1 - (D - 1) / (D_{max} - 1)$$

수학식 4

$$\alpha = \max \{ 1 - (D - 1) / (D_{max-allowed} - 1), 0 \}$$

<81>

여기서, 값 D 는 최종 경로 손실 추정치의 시간 슬롯과 송신되는 통신의 제1 시간 슬롯 사이의 시간 슬롯의 수로서, 시간 슬롯 지연이라 부른다. 시간 슬롯 지연이 하나의 시간 슬롯인 경우에, α 는 1이다. D_{max} 는 최대 가능 지연값이다. 15개의 시간 슬롯을 갖는 프레임에 대한 일반적인 값은 7이다. 시간 슬롯 지연이 D_{max} 인 경우에, α 는 0이다. $D_{max-allowed}$ 는 개루프 전력 제어를 이용하기 위한 최대 허용 시간 슬롯 지연값이다. 시간 슬롯 지연이 $D_{max-allowed}$ 를 초과하는 경우에, 개루프 전력 제어는 $\alpha=0$ 으로 설정함으로써 효율적으로 오프된다.

<82>

데이터 속도 $N(t)$ 와 $M(t)$ 가 시간에 따라 변화하기 때문에, 도 7의 본 발명에 따른 시스템은 데이터 속도의 변화에 대해 보상하기 위해 개정된 목표 SIR이 외부 루프에 의해 결정되도록 대기하는 것과는 대조적으로, 필요한 전력의 변화에 대해 보상한다. 그러므로, 개루프 전력 제어의 경우, 본 발명은 송신된 신호가 데이터 속도의 변화로 인해 과도한 전력으로 송신되는 기간을 사실상 제거한다.

<83>

정상 상태에서 $N(t)$ 와 $M(t)$ 가 동일하고 페이딩 채널의 변동 또는 임의의 가변 간섭을 무시한 도 4의 폐루프 시스템에서, 목표 SIR은 원하는 데이터 품질을 산출하는 대기 지점에 고정될 것이다. 이 상태는 도 2의 단일 속도 시스템의 경우와 동일하다. 그러나, 가변 다중 속도 시스템에서는 때때로 t , N 및/또는 M 은 변화한다. 전술한 바와 같이, 이것에 의해 측정된 데이터의 품질 메트릭을 개선할 수 있고, 실제로 필요한 에너지보다 많은 에너지가 송신된다. 그러나, 측정된 SIR은 N 및 M 의 변화에 따라 변화되지 않는데, 왜냐하면 SIR은 반복되는 비트마다 E_b/N_0 (또는 SIR)의 증가를 수반하는 하향 변환 이전에 측정되기 때문이다. 외부 루프는 비교적 낮은 속도로 단기간에 동작하기 때문에, 송신기에 다시 송신된 전력 제어 명령은 더 이상 정확하지 않을 것이다. 그러나, 외부 루프는 결국 개선된 신호 품질을 검출할 것이고, 내부 루프가 매우 높은 신호 품질로서 인식하는 것에 대해

보상하기 위해 더욱 낮은 목표 SIR을 계산할 것이다. 상기와 같은 경우가 발생되는 경우, 이러한 매우 낮은 목표 SIR은 스텝 업/스텝 다운 결정을 하향 바이어싱하여 송신 전력을 감소시킬 것이다. 이로 인하여 결국에는 수신기에서 필요한 신호의 품질보다 신호의 품질이 더욱 낮아질 것이다. 결국, 외부 루프는 더욱 높은 목표 SIR로 저하된 신호 품질에 응답할 것이고, 정상 상태에서, 시스템은 결국 정확한 전력 레벨로 수렴하게 될 것이다.

<87> 도 8은 본 발명의 가변 다중 속도 데이터용 페루프 전력 제어 시스템에 대해 도시하고 있으며, 이 도면에서는 도 4의 구성 요소와 대응하는 구성 요소에 대해서는 동일한 참조 부호를 사용하여 나타내었다. 송신국(50)의 송신기(51)에서, 변환기(67)는 추가의 입력(69)을 스케일 팩터 생성 처리기(55)에 공급한다. 변환기는 출력(53)을 통해 처리기(55)에 의해 출력된 스케일 팩터가 도 7의 개루프 시스템과 결부되어 전술한 바와 같이 $N(t)/M(t)$ 의 함수가 되도록 $\sqrt{(N(t)/M(t))}$ 에 상당하는 신호를 제공한다.

<88> 수신기에서, 변환기(87)는 $N(t)/M(t)$ 에 상당한 신호를 결합기(88), 바람직하게는 곱셈기에 출력한다. 목표 SIR 처리기(74)의 출력은 결합기(88)로 전용된다. 이 결합기(88)는 변환기(87)로부터의 속도 변화 데이터와 처리기(74)로부터의 목표 SIR 데이터를 결합하여 조정된 목표 SIR을 결합기(76)에 출력한다.

<89> 이러한 구성을 통해, 처리기(74)는 공칭 목표 SIR을 효율적으로 출력한다. 팩터 $N(t)/M(t)$ 를 측정된 신호 품질로부터 결정된 공칭 목표 SIR에 적용함으로써, 더욱 빠른 응답이 이루어져 데이터 속도 변화로 인한 수신 전력의 변화에 대해 보상하거나 조정할 수 있다.

<90> 데이터 속도 $N(t)$ 와 $M(t)$ 가 시간에 따라 변화하기 때문에, 도 8의 시스템은 외부 루프가 데이터 속도의 변화에 대해 보상하기 위해 대기하는 것과는 대조적으로, 송신기에서의 필요한 전력의 변화와, 수신기에서의 예상 수신 신호 강도의 변화에 대해 신속하게 보상한다. 그러므로, 도 8의 페루프 전력 제어 시스템의 경우, 수신 신호가 데이터 속도의 변화로 인해 수용 가능한 품질 이하로 수신되는 기간이 감소된다.

<91> 각종 구성 요소를 각각의 송신국 및 수신국내에 분리하여 표시하였지만, 당해 기술 분야에 익숙한 당업자들은 각종 요소가 결합될 수 있다는 점을 인식할 수 있을 것이다. 예컨대, 도 8의 시스템의 결합기(88)는 처리기(74)를 갖는 단일 처리기로 구현될 수 있다. 본 발명에 일치하는 또 다른 변경 및 수정도 당업자에 의해 인식될 수 있을 것이다.

도면의 간단한 설명

<92> 도 1은 종래의 단일 속도 데이터 무선 통신용 개루프 전력 제어 시스템을 도시한 개략도.

<93> 도 2는 종래의 단일 속도 데이터 무선 통신용 페루프 전력 제어 시스템을 도시한 개략도.

<94> 도 3은 종래의 가변 다중 속도 데이터 무선 통신용 개루프 전력 제어 시스템을 도시한 개략도.

<95> 도 4는 종래의 가변 다중 속도 데이터 무선 통신용 페루프 전력 제어 시스템을 도시한 개략도.

<96> 도 5는 반복을 통한 블록 당 6 비트에서 8 비트로의 데이터 속도 상향 전환을 도시한 블록도.

<97> 도 6은 반복된 데이터의 블록 당 8 비트에서 6 비트로의 데이터 속도 하향 전환을 도시한 블록도.

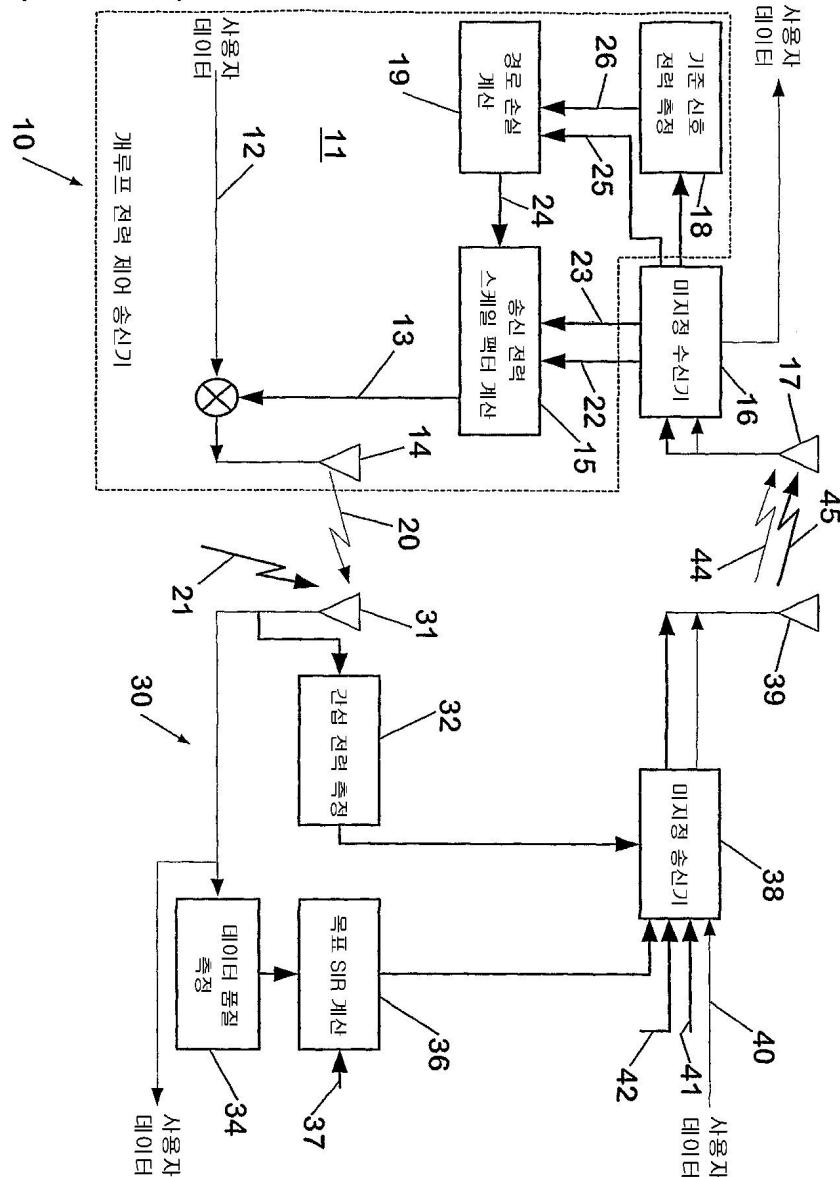
<98> 도 7은 본 발명의 교시에 따라 가변 다중 속도 데이터 무선 통신용 고속 적응 개루프 전력 제어 시스템을 도시한 개략도.

<99> 도 8은 본 발명의 교시에 따라 가변 다중 속도 데이터 무선 통신용 고속 적응 페루프 전력 제어 시스템을 도시한 개략도.

도면

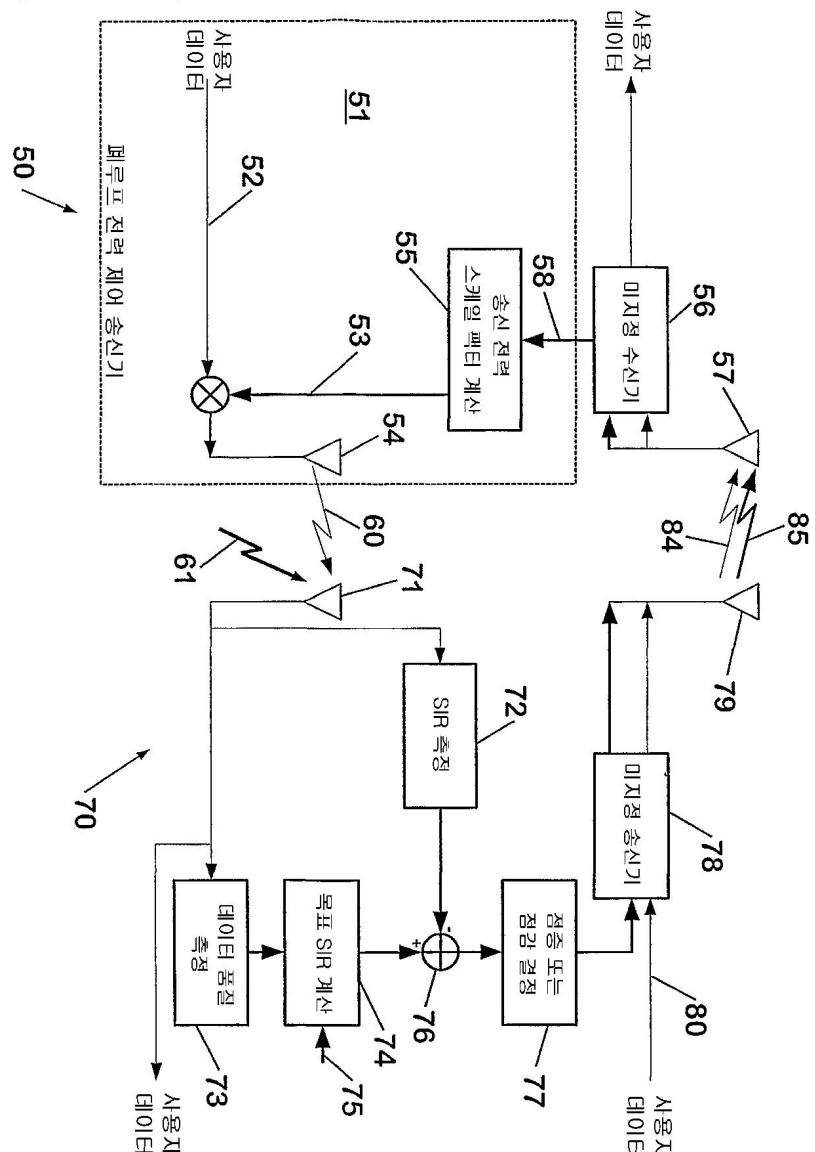
도면1

(종래 기술)



도면2

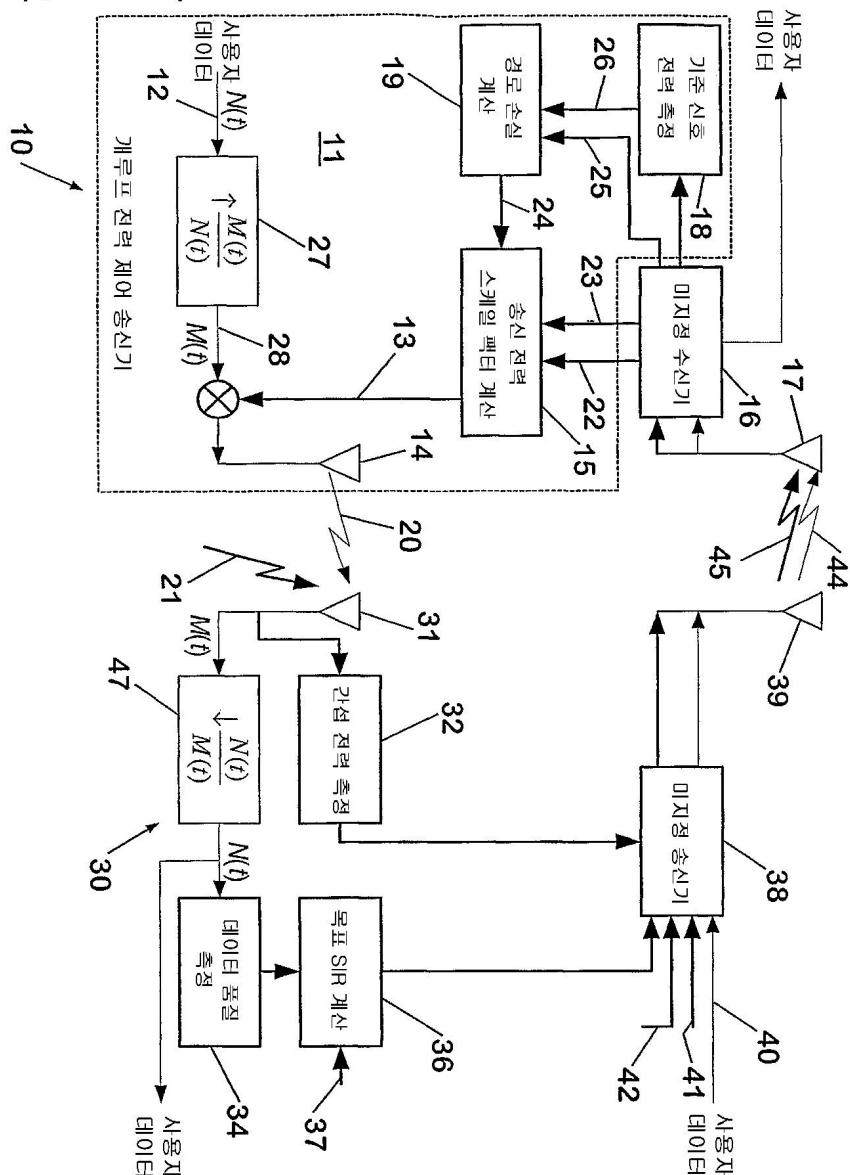
(종래 기술)



50 /

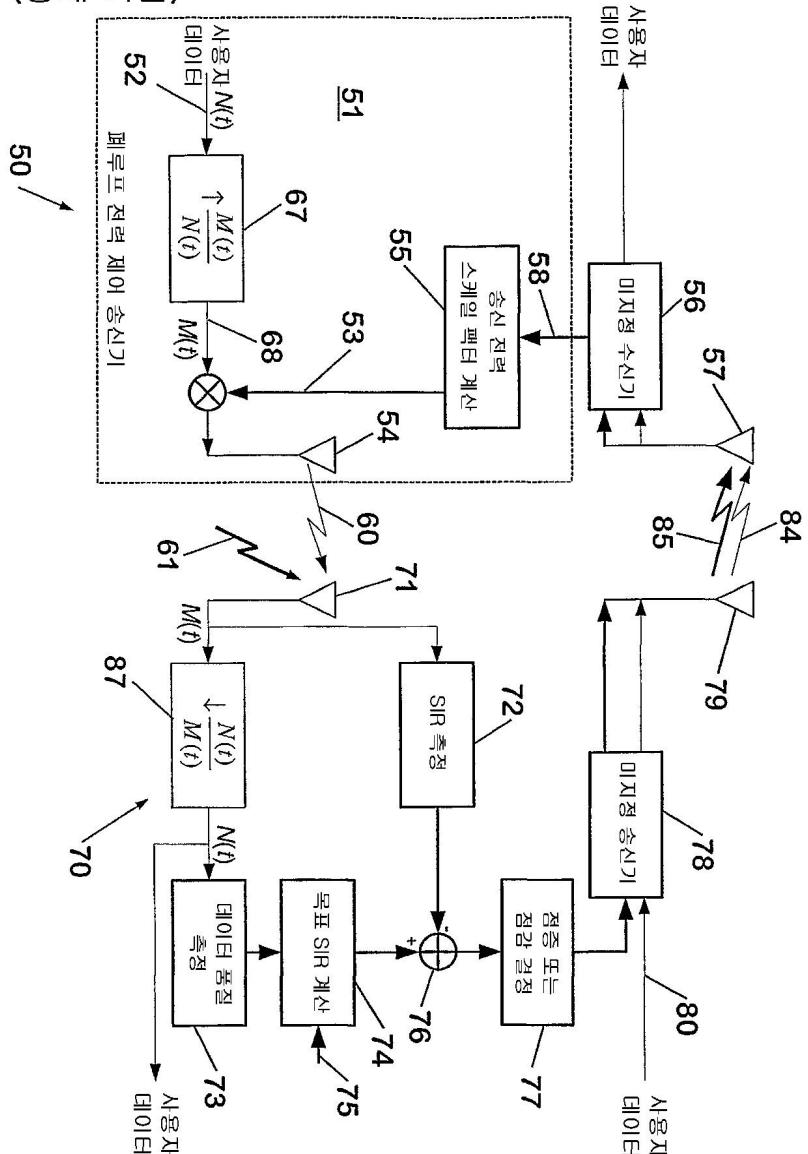
도면3

(종래 기술)



도면4

(주래 기술)

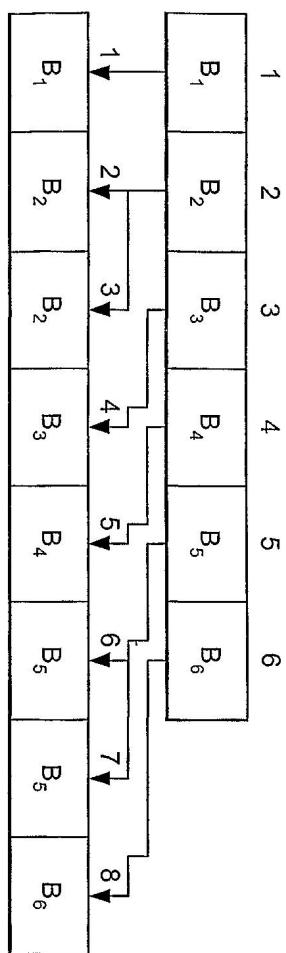


50 /

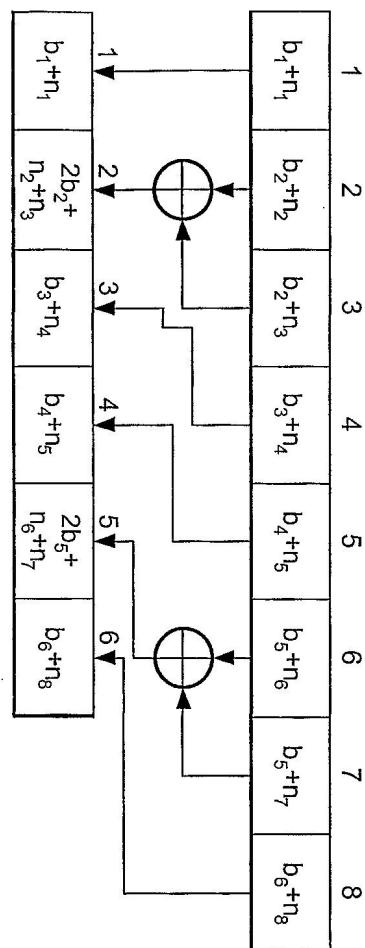
51

52

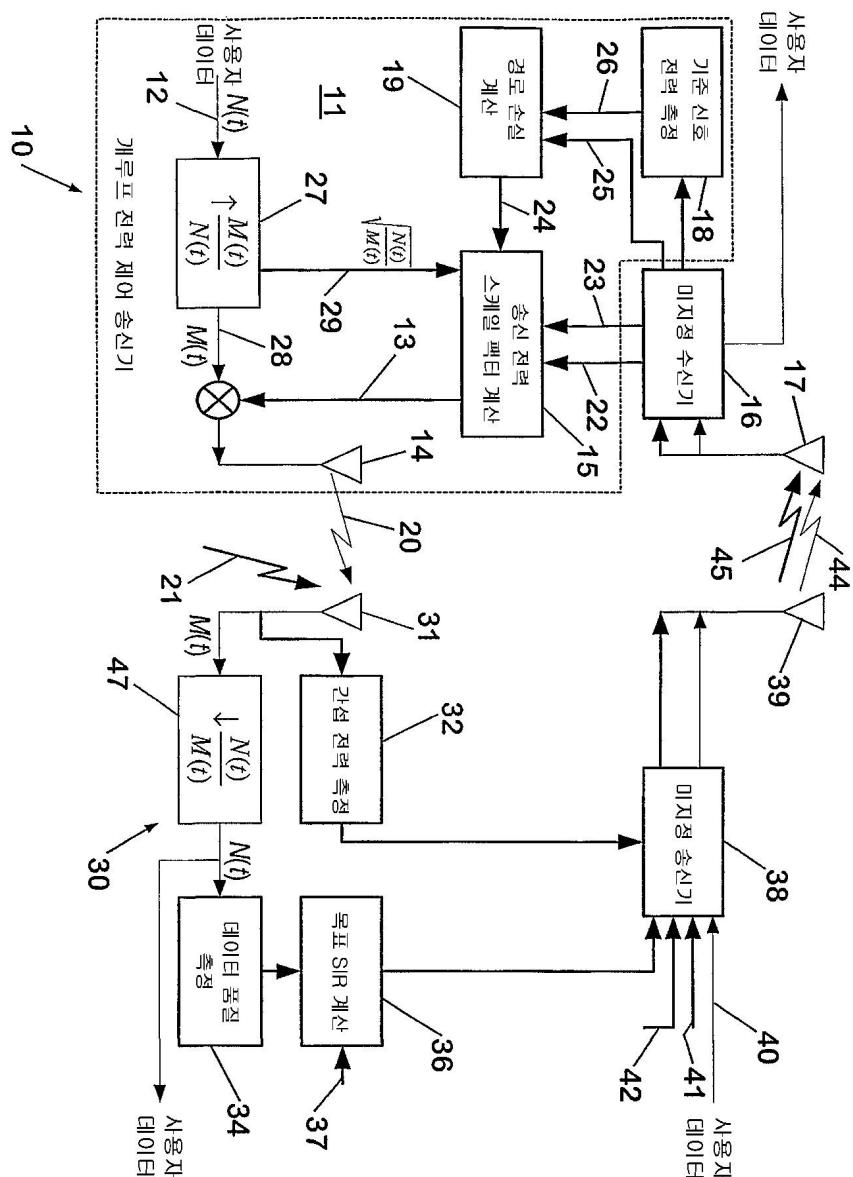
도면5



도면6



도면7



도면8

