Digital Modulation in Communications Systems – An Introduction

(번역본)

Application Note 1298

2003.4.23

Translated by 팬택&큐리텔 생산기술연구소 시험기술팀 박병인

소개

이 응용노트는 오늘날 많은 통신 시스템에서 사용되는 디지털 변조의 개념을 소개한다. 그리고 시스템 설계에서 효율성을 최적화 하도록 하는 trade-off를 설명하는데 중점을 둔다.

대부분의 통신 시스템은 세가지 항목(대역폭, 전력, 비용 효율)으로 분류된다. 대역폭 효율은 제한된 대역폭 내에서 데이터를 수용하기 위한 변조 체계 능력을 설명한다. 전력 효율은 최저 실용 전력 레벨에서 신뢰성 있는 정보를 보내기 위한 시스템의 능력을 설명한다. 대부분의 시스템에서, 대역폭 효율에 높은 우선권을 둔다. 최적화된 파라미터는 다음의 두 가지 예에서 보여지는 것처럼 특정 시스템의 요구에 의존한다.

디지털 지상 마이크로파 무선통신 설계자들에게 있어 그들의 최고 우선권은 낮은 비트 레이트를 갖는 만족스러운 대역폭 효율이다. 그들은 이용 가능한 많은 전력을 가지고 있기에 전력 효율을 따지지 않는다. 또한 많은 수의 수신기를 만들 필요가 없기 때문에 수신기 비용이나 복잡성을 염려 하지 않는다.

반면, 휴대전화기 설계자들은 전화기가 배터리를 사용하기 때문에 전력 효율에 높은 우선권을 둔다. 휴대 전화기는 더욱 많은 사용자들을 위해 낮은 가격이 되어야만 하기 때문에 비용 또한 중요하다. 따라서, 이런 시스템들은 전력과 비용효율을 위해 약간의 대역폭 효율을 희생시킨다.

이러한 효율 파라미터(대역폭, 전력, 비용) 중 하나가 증가할 때 마다 나머지 다른 것들은 감소하거나, 또는 열악한 환경에서 좀 더 복잡해지거나 성능을 잘 내지 못한다. 비용은 중요한 시스템 우선권이다. 저가 라디오는 항상 수요가 있을 것이다. 과거에는, 전력과 대역폭 효율을 희생함으로써 라디오의 가격을 낮추는 것이 가능하였다. 이것은 더 이상은 가능하지 않다. 라디오 스펙트럼은 매우 가치가 있고 그 스펙트럼을 효율적으로 사용하지 못하는 사용자들은 그들이 갖고 있는 라이센스를 잃게 되거나 새로운 것에 대한 경쟁에서 지게 된다. 디지털 RF 통신설계에서 trade-off는 고려되어야만 한다.

이 응용노트는 다음을 포함한다.

- 디지털 변조로의 이동에 대한 그 이유
- 정보를 in-phase(I)와 quadrature(Q) 신호로 변조하는 방법
- 디지털 변조의 여러 형태
- 대역폭을 보존(유지)하는 필터링 기술
- 디지털 방식으로, 변조 신호를 보는 방법
- 전송채널을 공유하기 위해 사용되는 다중화 기술
- 디지털 송신기와 수신기가 동작하는 방법

● 디지털 RF 통신 시스템에서의 측정
● 주요 디지털 통신 시스템에 대한 key specification 개요표
● 디지털 RF 통신에서 사용되는 단어 풀이

내용목록

1. 왜 디지털 변조인가?

디지털 변조로의 이동은 더욱 많은 정보 용량, 디지털 데이터 서비스와의 호환성, 더욱 높은 데이터 보안성, 더 낮은 통신 품질, 그리고 더 빠른 시스템 유용성을 제공한다. 하지만, 통신 시스템 개발자들은 다음과 같은 제약에 직면한다.

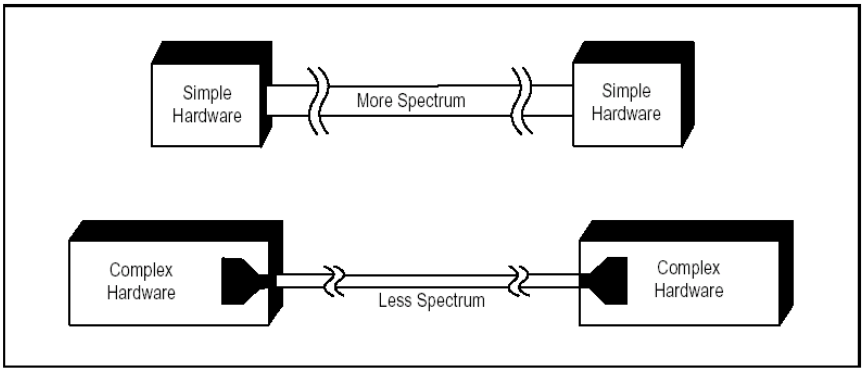
- 이용 가능한 대역폭
- 허용 전력
- 시스템의 고유잡음 레벨

RF 스펙트럼은 공유되어야 한다. 그럼에도 불구하고 나날이 통신 서비스에 대한 요구가 증가하는 것만큼, 스펙트럼에 대한 사용자가 아직까지 점점 더 많아지고 있다. 디지털 변조기술은 아날로그 변조 기술보다 훨씬 많은 양의 정보를 실어 나를 수 있는 상당한 용량을 가지고 있다.

1.1 Simplicity와 대역폭의 trade-off

통신시스템에는 기본적인 trade-off가 있다. 정보를 통신하기 위해 송신기와 수신기에서 간단한 하드웨어가 사용될 수 있지만 이것은 사용자 수를 제한하는 많은 스펙트럼을 이용한다. 대안으로는, 더욱 복잡한 송신기와 수신기를 사용하여 더 낮은 대역폭에서 같은 정보를 보낼 수 있다. 스펙트럼을 좀 더 효율적인 전송 기술로 바꾸려고 하면 할수록 하드웨어는 점점 더 복잡해진다. 복잡한 하드웨어는 설계, 시험 그리고 만들기가 어렵다. 이 trade-off는 통신이 무선이든 유선이든, 아날로그든 디지털이든지 간에 존재한다.

Figure 1.
The Fundamental
Trade-off

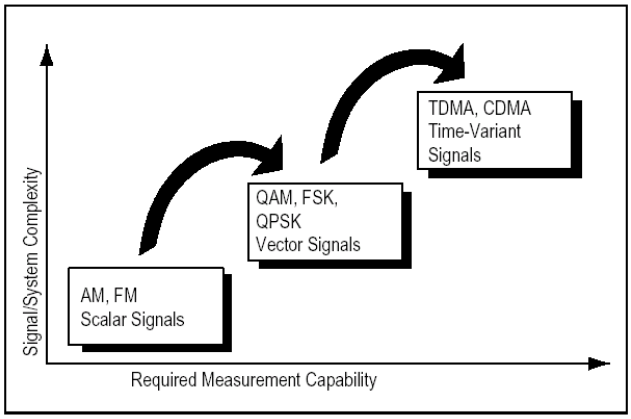


1.2 연구 경향

과거 몇 년 사이 커다란 변화가 단순한 아날로그 진폭변조(AM)와 주파수/위상변조(FM/PM)에서 새로운 디지털 변조 기술로 일어났다. 디지털 변조는 다음을 포함한다.

- QPSK(직교 위상 편이 변조)
- FSK(주파수 편이 변조)
- MSK(최소 편이 변조)
- QAM(직교 진폭 변조)

Figure 2.
Trends in the Industry



많은 새로운 시스템에서 복잡한 또 다른 레이아웃은 다중화이다. 다중화(또는 “다중접속”)의 두 가지 주요 형태는 TDMA(시분할 다중접속)와 CDMA(부호분할 다중접속)이다. 신호들을 서로 구별하기 위해 상이점을 두는 두 가지 방법이 있다.

2. 정보를 전달하기 위한 I/Q 변조의 이용

2.1 정보전송

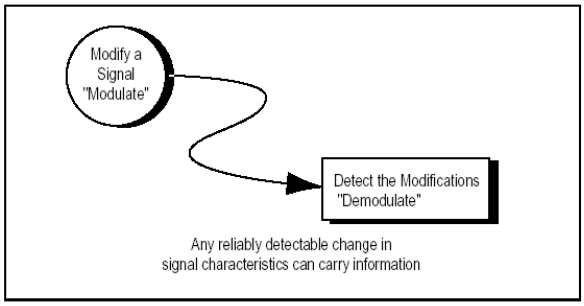
대기로 신호를 전송하기 위한 세가지 주요단계가 있다.

1. 순수 반송파는 송신기에서 발생된다.
2. 반송파는 전송 하기 위해 정보와 함께 변조된다.

신호특성에서 확실하게 검출할 수 있는 변환은 정보를 운반할 수 있다.

3. 수신기에서 신호 변형 또는 변환은 검출되고 복조된다.

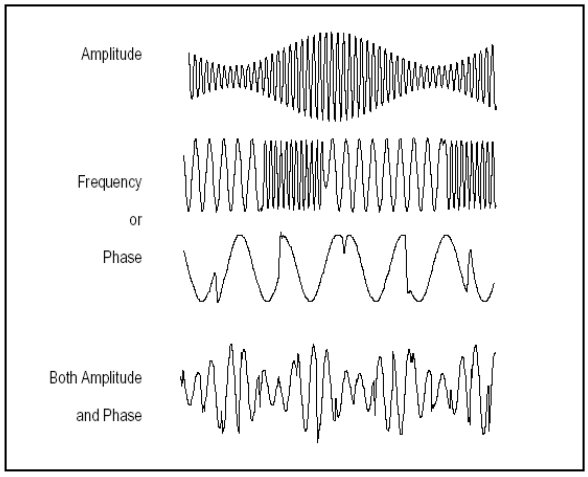
Figure 3.
Transmitting
Information...
(Analog or Digital)



2.2 변환될 수 있는 신호특성

시간으로 바꿀 수 있는 신호의 세가지 특성이 있다: 크기, 위상, 주파수. 그러나 위상과 주파수는 같은 신호의 변환을 보거나 측정하는 서로 다른 방법일 뿐이다.

Figure 4.
Signal Characteristics to Modify



AM에서, 고주파 반송파 신호의 크기는 변조 메시지 신호의 순간적인 크기에 비례하여 바뀐다.

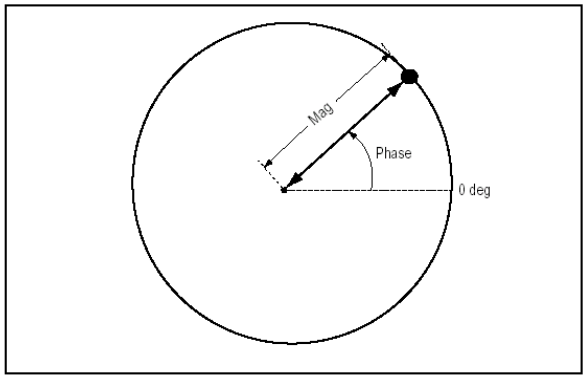
주파수 변조(FM)는 이동통신 시스템에서 사용되는 가장 흔한 아날로그 변조 기술이다. FM에서, 변조하는 반송파의 크기는 변조하는 메세지 신호에 의해 그 주파수가 바뀌는 동안 일정하게 유지된다.

크기와 위상은 도시적으로 그리고 개별적으로 변조될 수 있다. 하지만 이것은 생성하기가 어렵고 특히 검출하기가 어렵다. 대신에, 실제 시스템에서 신호는 독립성분의 또 다른 set(I(In-phase)와 Q(Quadrature))로 구분된다. 이 성분들은 직교하고 서로간에 간섭을 하지 않는다.

2.3 극좌표 표현 – 크기와 위상을 함께 표현

크기와 위상을 보는 간단한 방법은 극좌표 다이어그램에 있다. 반송파는 주파수와 위상 기준이 되고, 신호는 반송파에 상대적으로 해석된다.
신호는 크기와 위상으로서 극좌표 형식으로 표현될 수 있다. 위상은 기준신호(대부분의 통신시스템에서의 반송파)에 상대적이다. 크기는 절대적이거나 상대적인 값이다. 둘 다 디지털 통신 시스템에서 사용된다. 비록 I(In-phase)와 Q(Quadrature)의 직각좌표에 의해 신호벡터를 표현하는 것이 일반적일지라도 극좌표 다이어그램은 디지털 통신에서 사용되는 많은 표현법의 기본이다.

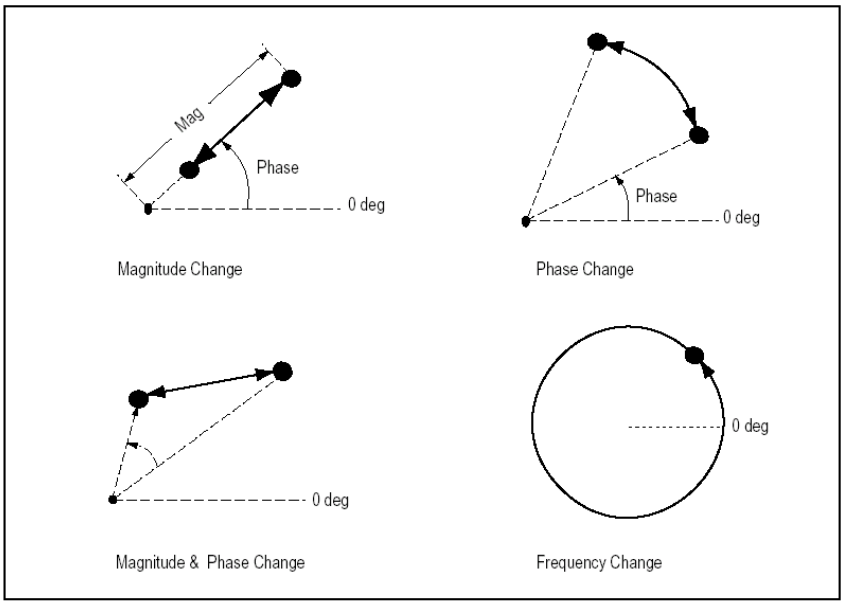
Figure 5.
Polar Display -
Magnitude and Phase
Represented Together



2.4 극좌표에서의 신호 변환 또는 수정

이 그림은 극좌표에서 변조의 서로 다른 형태를 보여준다. 크기는 중심으로부터의 거리로 표현되고 위상은 각으로 표현된다.

Figure 6.
Signal Changes or
Modifications

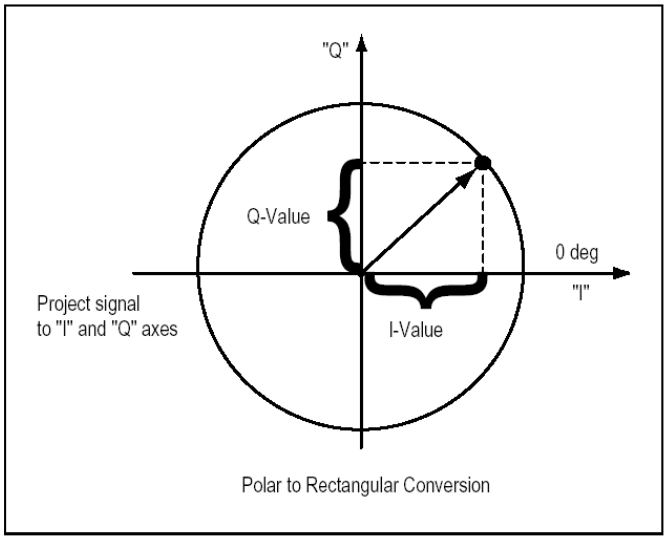


진폭변조(AM)는 신호의 크기 만을 변화시키고, 위상 변조(PM)는 신호의 위상만을 변화시키며 진폭과 위상 변조는 함께 사용될 수 있다. 주파수 변조(FM)는 주파수가 제어된 파라미터이긴 하지만 상대적인 위상보다는 오히려 위상 변조와 비슷하게 보인다. RF설계에서 어려움 중의 한가지 예는 단순한 진폭 변조로 묘사될 수 있다. 각 변조와 연관이 없는 AM을 생성하는 것은 극좌표 표시상에 직선으로 나타나야 한다. 이 선은 원천 점으로부터 몇몇 최고점 반경이나 진폭 값까지 진행해야 한다. 하지만 실제로, 그 선은 직선이 아니다. 진폭 변조는 스스로 약간의 원치 않는 위상변조를 종종 야기할 수 있고 그 결과는 곡선이다. 또한 만약 시스템 전송기능에 이력(履歷)현상이 있다면 루프가 있을 수 있다. 약간의 이러한 왜곡은 변조가 진폭변화를 야기시키는 시스템에서는 피할 수 없다. 따라서, 시스템에서 효과적인 진폭변조의 정도 차이는 몇몇 왜곡 파라미터에 영향을 줄 것이다.

2.5 I/Q 형식

디지털 통신에서, 변조는 I와 Q로 종종 표현된다. 이것은 극좌표 다이어그램의 직각표현이다. 극좌표 다이어그램에서 I축은 0도 위상 기준상에 놓이고, Q축은 90도 회전된다. I축상으로의 신호 벡터의 투영은 신호의 "I"성분이고 Q축으로의 투영은 "Q"성분이다.

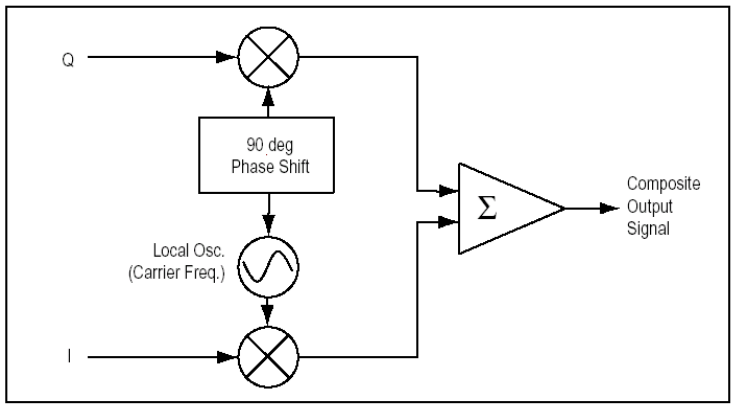
Figure 7.
"*I-Q*" Format



2.6 라디오 전송기에서의 I와 Q

I/Q 다이어그램은 대부분의 디지털 통신 신호가 I/Q 변조기를 사용하여 생성되기 때문에 특히 유용하다. 전송기에서, I와 Q 신호는 국부발진기(LO)와 함께 믹스된다. 90도 위상편이기는 LO 경로 중 하나에 놓여진다. 또한 90도 만큼 분리된 신호는 서로 직교하게 되거나 직각 위상이 되는 것으로 알고 있다. 직각 위상에 있는 신호는 서로 간에 간섭이 없고 그것들은 신호의 두개의 독립 성분이다. 그것들은 재결합될 때 혼성 출력 신호에 더해진다. 간단한 회로를 가지고 송수신될 수 있는 I와 Q에 두 개의 독립적인 신호가 있다. 이것은 디지털 라디오의 설계를 간단하게 한다. I/Q 변조의 주요 이점은 단일 혼성신호에 독립 신호성분을 결합하고 나중에 독립적인 성분에 혼성신호와 같은 것을 분열시키는 대칭 안정이다.

Figure 8.
***I* and *Q* in a Practical**
Radio Transmitter

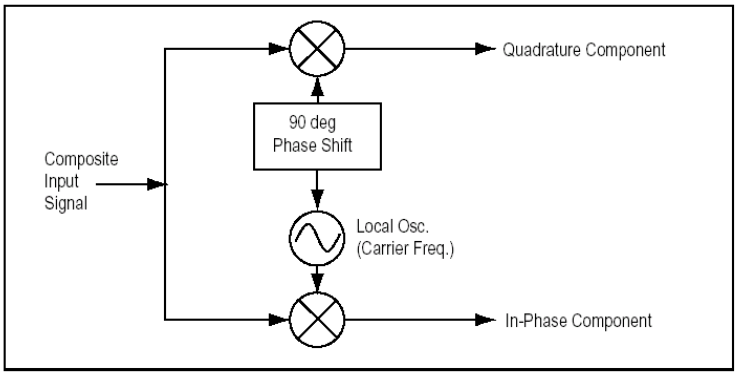


2.7 라디오 수신기에서의 I와 Q

크기와 위상(또는 I와 Q) 정보를 갖는 혼성 신호는 수신기 입력에 도착한다. 입력 신호는

두 가지 형태로 반송파 주파수와 국부발진신호와 함께 믹스된다. 하나는 임의의 0도 위상에 있고 다른 하나는 90도 위상편이를 갖는다. 게다가 혼성 입력 신호(크기와 위상 항으로)는 in-phase, I와 quadrature, Q 성분으로 나뉘어진다. 신호의 이러한 두 성분은 독립적이고 직교한다. 한 성분은 다른 한 성분에 영향을 주지 않고 변화 될 수 있다. 일반적으로, 정보는 극 좌표 형태로 그려질 수 없고 극-직각 좌표 변환 없이 직각 좌표계 값으로 재번역 될 수 없다. 이 변환은 정확하게 디지털 라디오에서 in-phase와 quadrature mixing 과정에 의해 이루어지는 것이다. 국부발진기, 위상편이기, 그리고 2개의 믹서가 그 변환을 정확하게 그리고 효율적으로 수행할 수 있다.

Figure 9.
***I* and *Q* in a Radio Receiver**



2.8 왜 I와 Q를 이용하는가?

디지털 변조는 I/Q 변조기를 가지고 완성하기 쉽다. 대부분의 디지털 변조는 데이터를 I/Q 평면상의 많은 수의 이산 점들에 매핑한다. 이것이 constellation 점이다. 신호가 한 점에서 다른 점으로 이동하면, 대게 동시에 진폭과 위상 변조가 발생한다. 진폭 변조기와 위상 변조기를 가지고 이것을 수행하는 것은 어렵고 복잡하다. 또한 틀에 박힌 위상 변조기를 가지고도 불가능하다. 신호는 한 방향에서 원천 점 주위를 영원히 돈다. 이것은 무한 위상 편이 특성(능력)을 필요로 한다. 양자택일 적으로, 동시에 존재하는 AM(진폭변조)과 PM(위상변조)은 I/Q 변조기를 갖기 쉽다. I와 Q 제어신호는 경계가 있지만 무한 위상 wrap은 I와 Q 신호를 적당히 조정함으로써 가능하다.

3. 디지털 변조 형식과 상대적인 효율

이 절은 실제 시스템에서 사용되는 것으로써, 주요 디지털 변조 형식, 그것의 응용, 상대 스펙트럼 효율, 주요 변조 형식의 몇몇 편차 등을 다룬다. 운이 좋게도, 시스템의 기본 원리를 형성하는 제한된 수의 변조 형식이 있다.

3.1 응용

다음 표는 무선통신과 영상에서 여러 다른 변조 형식에 대한 응용분야를 보여준다.

변조 형식	응용분야
MSK, GMSK	GSM, CDPD
BPSK	멀리 떨어진 공간의 원격측정, 케이블 모뎀
QPSK, π/4 DQPSK	위성, CDMA, NADC, TETRA, PHS, LMDS, DVB-S, 케이블(return path), 케이블 모뎀, TFTS
OQPSK	CDMA, 위성
FSK, GFSK	DECT, paging, RAM mobile data, AMPS, CTI, ERMES, 지상 이동, 공공 안전
8, 16 VBS	북미 디지털 TV(ATV), 방송, 케이블
8 PSK	위성, 항공, 광역 비디오 시스템 모니터링을 위한 원격측정 파일럿
16 QAM	극초단파 디지털 라디오, 모뎀, DVB-C, DVB-T
32 QAM	지상 극초단파, DVB-T
64 QAM	DVB-C, 모뎀, 광역 셋톱 박스, MMDS
256 QAM	모뎀, DVB-C(유럽), 디지털 비디오(미국)

이 노트가 무선 통신에 초점을 맞추었다 할지라도, 영상 응용은 다른 무선 통신과의 유사성 때문에 위 표에 포함되어 있다.

3.1.1 비트 레이트와 심볼 레이트

서로 다른 변조 형식의 효율을 이해하고 비교하기 위해 비트 레이트와 심볼 레이트 간의 차이점을 먼저 이해하는 것이 중요하다. 필요로 하는 통신 채널에 대한 신호 대역폭은 심볼 레이트에 의존하는 것이지 비트 레이트에 의존하는 것이 아니다.

symbol rate = bit rate / the number of bits transmitted with each symbol

비트 레이트는 시스템 비트 스트림의 주파수이다. 예를 들어, 음성에 대해 10kHz에서 샘플링하는 8비트 샘플러를 갖는 라디오를 생각해보자. 라디오에서 비트 레이트, 기본 비트 스트림 레이트는 초당 10K 샘플로(잠시동안 우리는 동기화, 에러 수정 등을 위해 요구되는 여분의 비트들은 무시할 것이다.) 곱해진 8비트가, 즉 초당 80kbits가 될 것이다.

Figure 10.
Bit Rate and Symbol Rate

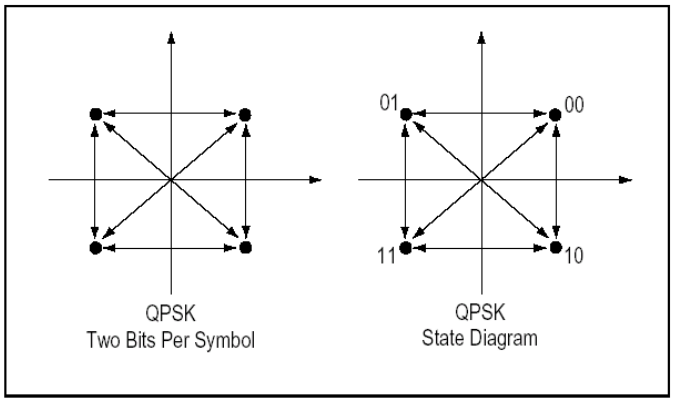
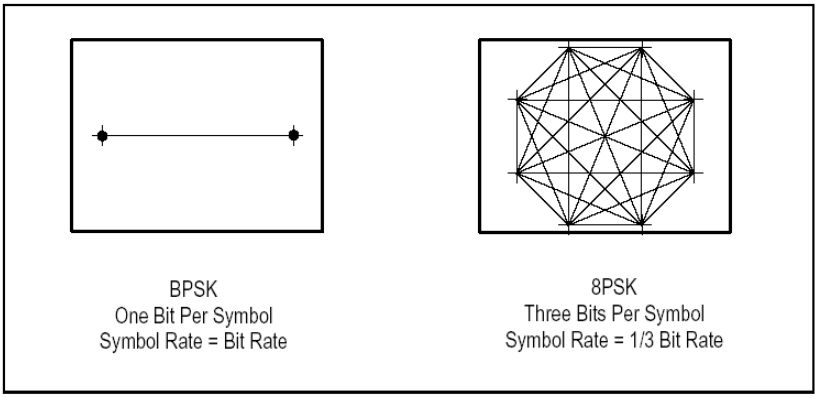


그림 10은 직교 위상 편이 변조(QPSK) 신호의 상태도의 예이다. 상태는 0과 1로 매핑될 수 있다. 이것은 일반적인 매핑이지 유일한 것은 아니다. 어떤 매핑이라도 사용될 수 있다. 심볼 레이트는 각 심볼을 갖고 전송될 수 있는 비트의 수로 나누어진 비트 레이트이다. 만약 심볼당 한 비트가 전송된다면(BPSK), 심볼 레이트는 초당 80kbits의 비트 레이트로 똑같게 될 것이다. 만약 심볼당 두 비트가 전송된다면(QPSK), 심볼 레이트는 앞 레이트의 반, 즉 초당 40kbits가 될 것이다. 심볼 레이트는 보오 레이트 라고도 불리운다. 보오 레이트는 비트 레이트와 같지 않다는 것에 주의하라. 이 용어는 종종 혼동된다. 만약 더 많은 비트가 각각의 심볼을 갖고 보내질 수 있다면, 같은 양의 데이터가 더 좁은 스펙트럼에서 보내질 수 있다. 이것은 좀 더 복잡하고 더 높은 개수의 상태를 이용하는 변조 형식이 RF 스펙트럼의 더 좁은 부분에 걸쳐 같은 정보를 보낼 수 있는 이유이다.

3.1.2 스펙트럼(대역폭) 요구사항

심볼 레이트가 스펙트럼 요구사항에 어떻게 영향을 주는 지의 예를 eight-state Phase Shift Keying(8PSK)에서 볼 수 있는데 이것은 PSK의 이형(異形)이다. 신호가 어떤 시간이든 천이할 수 있는 8개의 가능한 상태가 있는데 신호의 위상은 어떤 심볼 시간에서든 8개의 값 중 아무거나 취할 수 있다. 2^3=8이므로 심볼 당 3비트이고 이것은 심볼 레이트가 비트 레이트의 1/3 임을 의미한다. 이것은 상대적으로 복호하기 쉽다.

Figure 11.
Spectrum Requirements



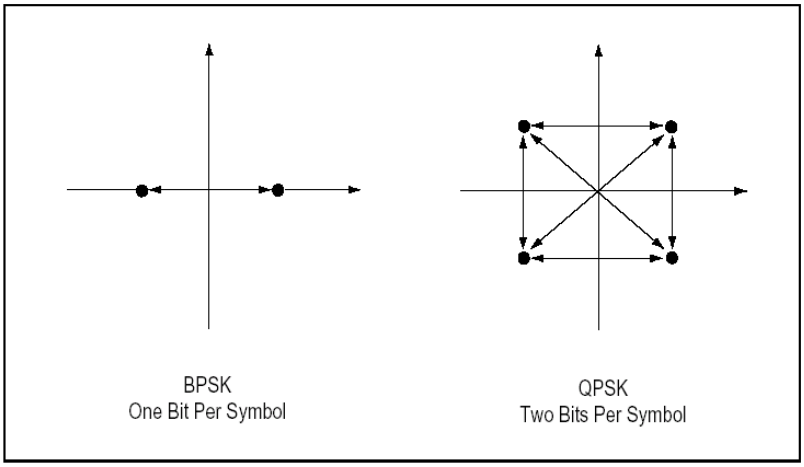
3.1.3 심볼 클럭

심볼 클럭은 주파수와 개별 심볼 천이의 정확한 타이밍을 제시한다. 심볼 클럭 천이에서 전송된 반송파는 특정 심볼(Constellation내의 특정 점)을 나타내는 정확한 I/Q(또는 크기/위상)값에 있다.

3.2 Phase Shift Keying(위상 편이 변조)

디지털 변조의 가장 단순한 형식 중의 하나는 binary 또는 Bi-Phase Shift Keying(BPSK)이다. 이것이 사용되는 한가지 응용에는 먼 공간의 원격측정이 있다. Constant amplitude 반송파 신호의 위상은 0과 180도 사이를 움직인다. I와 Q 다이어그램 상에서 I 상태는 두 개의 다른 값을 가진다. 상태도에는 두 개의 가능한 위치가 있으므로, 이진 0 또는 1이 보내질 수 있다. 심볼 레이트는 심볼 당 1비트이다.

Figure 12.
Phase Shift Keying

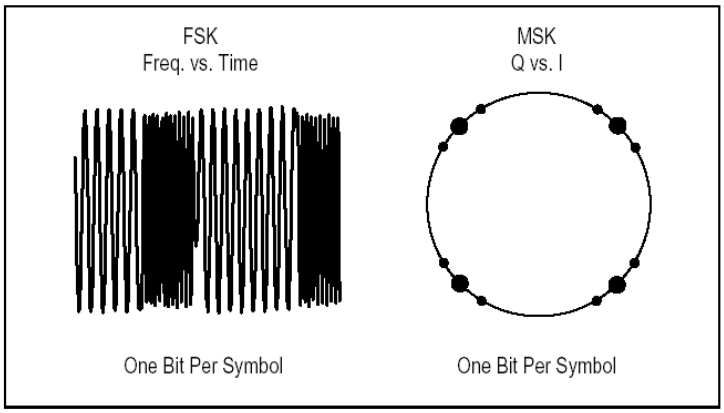


위상 변조의 더 흔한 형식은 Quadrature Phase Shift Keying(QPSK)이다. 이것은 CDMA(Code Division Multiple Access) cellular service, wireless local loop, Iridium(음성/데이터 위성 시스템)과 DVB-S(digital video broadcasting satellite) 등의 응용에 널리 이용된다. Quadrature는 신호가 90도 만큼 분리된 위상 상태 사이에서 편이함을 의미한다. 신호는 45도에서 135도, -45도, 또는 –135도 까지 90도 증가 편이 한다. 이 점들은 I/Q 변조기를 사용하여 쉽게 수행될 수 있도록 골라진다. 오직 두개의 I값과 두 개의 Q값이 필요하고 이것은 심볼 당 두 bit의 심볼 레이트를 가진다. 2^2=4이므로 네 가지 상태가 있다. 따라서 이것은 BPSK보다 훨씬 더 좋은 대역폭 효율을 갖는다.

3.3 Frequency Shift Keying(주파수 편이 변조)

주파수 변조와 위상 변조는 관련이 깊다. +1Hz의 정적 주파수 변이는 위상이 편이 되지 않은 신호의 위상과 상대적으로 초당 360도의 속도(2 π rad/sec)로 일정하게 나아감을 의미한다.

Figure 13. Frequency Shift Keying



FSK는 무선과 paging 시스템을 포함하여 많은 응용분야에서 사용된다. 몇몇 무선 시스템은 DECT(Digital Enhanced Cordless Telephone)과 CT2(Cordless Telephone 2)를 포함한다.

FSK에서, 반송파의 주파수는 보내지고 있는 변조신호(데이터)의 기능으로 변환된다. 진폭은 변하지 않고 유지된다. Binary FSK(BFSK 또는 2FSK)에서, "1"은 하나의 주파수로 표현되고 "0"은 다른 주파수로 표현된다.

3.4 Minimum Shift Keying(최소 편이 변조)

주파수 변이가 전진(advancing) 또는 지연(retarding) 위상을 만들어낸 후로, 주파수 편이는 각 심볼 주기에서 위상을 sampling 함으로써 검출될 수 있다. (2N+1) π/2의 위상편이는 I/Q 변조기를 가지고 쉽게 검출된다. 짝수개의 심볼에서, I 채널의 polarity는 송신된 데이터를 실어 나른다. 반면 홀수개의 심볼에서 Q채널의 polarity는 그 데이터를 실어 나른다. I와 Q사이의 이러한 직교성은 검출 알고리즘을 간단하게 하고, 따라서 이동수신기에서 전력 소비를 줄여준다. I와 Q의 직교성을 야기시키는 최소주파수 편이는 심볼 당 +-π/2 라디안의 위상편이(심볼 당 90도)를 일으키는 것이다. 이러한 편향을 갖는 FSK를 MSK(최소편이변조)라 부른다. 편향은 반복할 수 있는 90도 위상 편이를 생성하기 위해 정확해야만 한다. MSK는 GSM Communications cellular standard에서 사용된다. +90도의 위상편이는 데이터 비트가 1임을 표시하고 -90도는 0을 표시한다. MSK신호의 peak-to-peak 주파수 편이는 1/2의 비트 레이트와 같다.

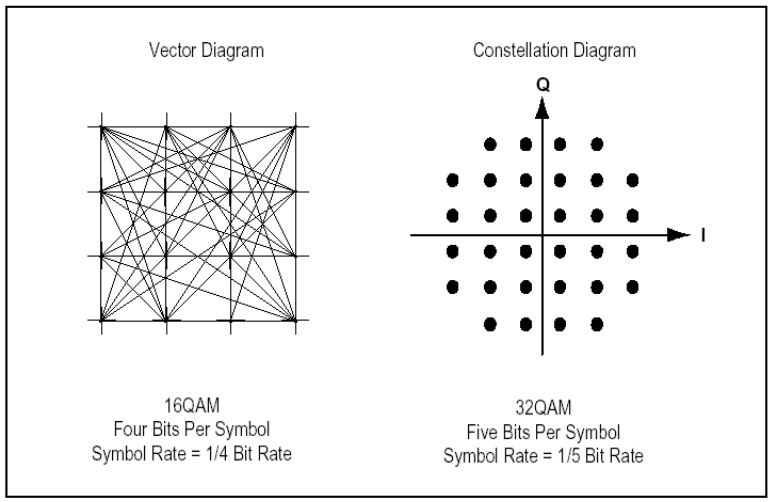
FSK와 MSK는 진폭 변화가 없는 constant envelope 반송파 신호를 생성한다. 이것은 송수신기의 전력효율을 개선하기 위한 바람직한 특성이다. 진폭변화는 증폭기의 진폭 전송기능, 발생하는 스펙트럼의 regrowth, 이웃 채널 전력의 성분에서 비선형성을 작용시킨다. 게다가 더욱 효율적인 증폭기는 전력소비를 줄여주는 constant envelope 신호와 함께 사용될 수 있다. MSK는 FSK의 더 넓은 편향 형태보다 더 좁은 스펙트럼을 가진다. 또한, 스펙트럼의 폭은 주파수 편이를 일으키는 파형에 의해 영향을 받는다. 만약 그러한 파형들이 빠른 천이 또는 높은 slew rate를 가진다면, 송신기의 스펙트럼은 넓어질 것이다. 실제로, 파형은 좁은

스펙트럼을 만드는 가우시안 필터로 필터링된다. 뿐만 아니라, 가우시안 필터는 시간영역에서의 오버슈트가 없다. 오버슈트는 최고점 편향을 증가시킴으로써 스펙트럼을 넓게 한다. 가우시안 필터를 갖는 MSK를 GMSK(Gaussian MSK)라 한다.

3.5 Quadrature Amplitude Modulation(직교 진폭 변조)

디지털 변조 형식의 또 다른 하나는 QAM이다. QAM은 극초단파 디지털 라디오, DVB-C, 모뎀 등을 포함하는 응용분야에 사용된다.

Figure 14. Quadrature Amplitude Modulation



16-state QAM(16QAM)에서는 4개의 I와 4개의 Q값이 있다. 이것은 신호에 대하여 총 16개의 가능한 상태를 만들어낸다. 이것은 매 symbol time 마다 한 상태에서 다른 상태로 천이 할 수 있다. $16=2^4$이므로, 심볼 당 4bits가 보내질 수 있다. 이것은 I에 대하여 2bits와 Q에 대하여 2bits로 구성된다. 심볼 레이트는 비트 레이트의 1/4이다. 그래서 이 변조 형식은 더욱 효율적인 전송을 한다. 이것은 BPSK, QPSK, 8PSK 보다 더 효율적이다. QPSK는 4QAM과 같다는 것을 명심하라.

또다른 이형(異形)은 32QAM이다. 이 경우에는, 총 36개의 가능한 상태를 만들어내는 6개의 I값과 6개의 Q값이 있다. 이것은 2의 거듭제곱에 대해 너무 많은 상태이다(36에 가장 가까운 2의 거듭제곱은 32이다). 그래서 4개의 코너 심볼 상태(이것들은 전송하는데 가장 많은 전력을 필요로 한다)는 생략된다. 이렇게 하면 송신기가 발생해야 하는 peak power를 줄여준다. $2^5=32$이므로 심볼 당 5bits가 있고 심볼 레이트는 비트 레이트의 1/5이다.

비록 512 또는 1024QAM까지 한계를 확장하려고 할지라도 현재의 실용적인 한계는 대략 256QAM이다. 256QAM 시스템은 256개의 가능한 상태를 제공하는 16개의 I와 16개의 Q값을 사용한다. $2^8=256$이므로 각각의 심볼은 8비트로 표현할 수 있다. 심볼 당 8비트로 보낼 수 있는 256QAM 신호는 매우 효율적이다. 그러나 심볼이 서로 너무 가까워서 잡음과 왜곡 때문에 에러가 발생하기 쉽다. 이러한 신호는 여분의 전력을 가지고 전송되어야만 할

지도 모르기 때문에 좀 더 단순한 기술과 비교해서 전력 효율이 낮다.

3.1.1절의 라디오 예(음성에 대해서 10kHz로 샘플링하는 8비트 샘플러를 사용한다)에서 256QAM vs BPSK 변조의 대역폭 효율을 비교해보자. BPSK는 심볼 당 1비트를 보내므로 초당 80Ksymbols가 된다. 256QAM을 사용하는 시스템은 심볼 당 8비트를 보내기 때문에 심볼 레이트는 초당 10Ksymbols가 된다. 256QAM 시스템은 BPSK 대역폭의 1/8을 사용하여 BPSK와 같은 양의 정보를 보낼 수 있게 한다. 이것은 8배의 대역폭 효율을 의미한다. 그러나 여기에도 trade-off가 있다. 라디오는 더욱 복잡해지고 잡음과 왜곡에 의한 에러가 발생하기 쉽다. 이처럼, 더 높은 차수를 갖는 QAM 시스템의 에러 레이트는 잡음이나 간섭에 대해서 이미 소개된 QPSK보다 더욱 빨리 증가한다. 이러한 degradation(퇴화) 수치는 더욱 높은 비트 에러 레이트가 될 것이다.

디지털 변조 시스템에서, 입력 신호가 왜곡되거나 심하게 약해진다면, 수신기는 결국 심볼 클럭을 완전히 잃어버리게 될 것이다. 만약 수신기가 더 이상 심볼 클럭을 복구할 수 없다면, 신호를 즉, 어떠한 정보도 복구할 수 없다. Degradation이 덜한 경우에, 심볼 클럭은 복구할 수 있지만, 그것은 잡음이 심하고 심볼 위치 또한 엉망이 될 것이다. 몇몇 경우에, 심볼은 의도된 위치로부터 충분히 멀리 떨어져서 이웃 하는 위치로 넘어갈 것이다. 복조기에 사용되는 I와 Q 레벨 검출기는 잘못된 위치에 있거나, 비트 에러를 일으킴으로써 심볼을 잘못 해석해 버린다. QPSK는 효율적이진 않지만 그 상태들은 훨씬 더 멀리 떨어져 있고 심볼 에러를 겪기 전에 시스템은 더욱 더 많은 잡음을 견딜 수 있다. QPSK는 4개의 코너 심볼 위치 사이에 중간 상태가 없기 때문에 복조기가 심볼을 잘못 해석할 경우가 더 적다. QPSK는 같은 비트 에러 레이트를 갖는 QAM보다 송신전력을 덜 필요로 한다.

3.6 이론적인 대역폭 효율의 한계

대역폭 효율은 제한된 대역폭 내에서 할당된 대역폭이 효율적으로 어떻게 이용되는지, 또는 데이터를 조정하는 변조 기술 능력을 설명한다. 이 표는 주요 변조 형식에 대한 이론적인 대역폭 효율의 한계를 보여준다. 이 수치들은 실제 라디오에서 완벽한 변조기, 복조기, 필터, 전송경로가 있기 전에는 사실상 나타날 수 없다는 것을 명심하라.

Modulation format	Theoretical bandwidth efficiency limits
MSK	1 bit/second/Hz
BPSK	1 bit/second/Hz
QPSK	2 bits/second/Hz
8PSK	3 bits/second/Hz
16 QAM	4 bits/second/Hz
32 QAM	5 bits/second/Hz
64 QAM	6 bits/second/Hz
256 QAM	8 bits/second/Hz

만약 라디오가 완벽한(주파수 영역에서 직각모양) 필터를 가진다면, 점유 대역폭은 심볼 레이트와 똑같이 될 것이다.

스펙트럼 효율을 최대화하는 기술은 다음 내용을 포함한다.
주파수 편이에 데이터 레이트를 관련시킨다(GSM에서처럼).
점유 대역폭을 줄여주는 선(先)변조 필터링을 이용한다.
NADC, PDC에 사용된 것과 같은 raised cosine filter와, PHS는 최고의 스펙트럼 효율을 제공한다.
천이 형태를 제한한다.

3.7 실제 라디오에서의 스펙트럼 효율의 예

다음의 예는 몇몇 실제 라디오 시스템에서 이루어지는 스펙트럼 효율을 가리킨다.

North American Digital Cellular(NADC) 시스템의 TDMA version은 30kHz 대역폭에 걸쳐 초당 48Kbits의 데이터 레이트, 즉 1.6bits/sec/Hz를 이루고 있다. 이것은 π/4 DQPSK 기반 시스템이고 심볼 당 2비트를 전송한다. 이론적인 효율은 2bits/sec/Hz이고 실제로 1.6bits/sec/Hz이다.

또 다른 예는 16QAM을 이용하는 극초단파 디지털 라디오이다. 이런 종류의 신호는 QPSK와 같이 좀 더 단순한 것보다 잡음과 왜곡의 영향을 받기 쉽다. 이러한 신호 형태는 대게가 직접 line-of-sight microwave link를 통해 보내지거나 매우 적은 잡음과 간섭이 있는 선을 통해서 보내진다. 이러한 극초단파 디지털 라디오는 52.5MHz의 매우 넓은 대역폭에 걸쳐 초당 140Mbits의 비트 레이트를 갖는다. 이를 이루어내기 위해서는 매우 깨끗한 line-of-sight 전송경로와 정교하고 최적화된 고전력 송수신기가 필요하다.

원점 통과의 영향

예를 들어, 정규화된 값이 (1, 1)에서 (-1, -1)로 변하는 QPSK 신호를 보자. +1의 I와 Q 값에서 -1의 I와 Q값까지 동시에 변화할 때, 신호궤도는 원점((0, 0)의 I/Q값)을 통과한다. 원점은 0의 반송파 크기를 의미한다. 0의 크기 값은 반송파 진폭이 한 순간에 0이라는 것을 가리킨다.

QPSK에서의 모든 천이가 원점을 통과하는 궤도를 그리는 것은 아니다. Q를 제외하고 I값을 변화시키면(또는 그 반대) 반송파 진폭은 조금 변하지만 0을 통과하지는 않는다. 그러므로 몇몇 심볼 천이는 작은 진폭 변화를 일으키고, 반면에 나머지 다른 천이는 매우 큰 진폭 변화를 일으킬 것이다. 만약 송신기 클럭과 함께 수신기 클럭을 매칭하는데 진폭 변화를 이용한다면, 수신기에서 클럭 복구 회로는 이런 진폭 변화의 불안정을 다루어야 한다.

Spectral regrowth는 원점을 통과하거나 가까이 지나가는 궤도로부터 자동적으로 야기되는 것이 아니다. 증폭기와 결합된 회로가 완벽하게 선형이라면, 스펙트럼(스펙트럼 점유 또는 점유 대역폭)은 변하지 않을 것이다. 문제는 회로의 비선형성에 있다.

매우 큰 범위에 걸쳐 진폭이 변화하는 신호는 상당히 비선형성에 영향을 미칠 것이다. 이 비선형성은 왜곡된 결과, 즉 변조된 시스템에서 “spectral regrowth” 또는 “wider modulation sidebands(IMD와 관련된 현상)”를 일으킬 것이다. 때때로 이러한 정황에 있어서 사용되는 또 다른 용어는 “spectral splatter”이다. 하지만 이것은 pulse on/off에 의해 야기된 신호의 대역폭 증가와 연관되어 더 정확하게 사용되는 용어이다.

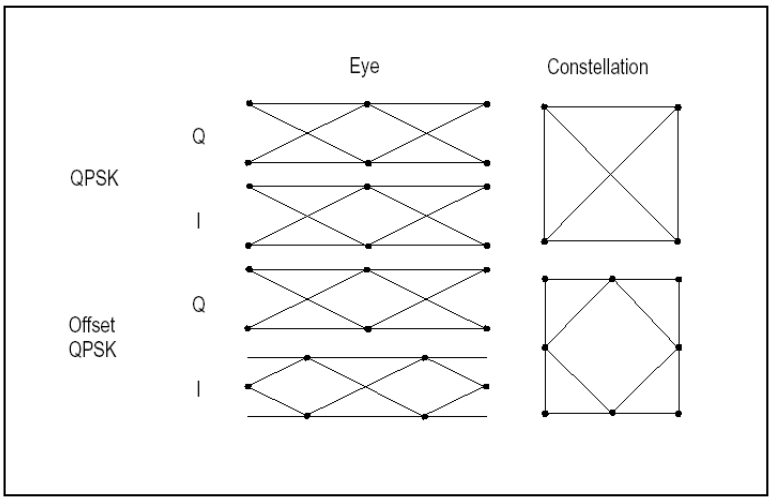
디지털 변조 형식 – 이형(異形)

3.2절에서 3.4절까지 약술한 변조 형식은 많은 시스템에 대한 기본원칙을 형성한다. 통신 시스템에서 사용되는 이런 기본 원칙에는 세가지 주요 이형(異形)이 있다 : I/Q offset 변조, differential 변조, constant envelope 변조.

3.8 I/Q offset 변조

첫번째 이형(異形)은 offset 변조이다. 이것의 한가지 예는 Offset QPSK(OQPSK)이다. 이것은 역방향(이동국에서 기지국방향) 링크를 위한 셀룰러 CDMA 시스템에 사용된다.

Figure 15.
***I-Q* "Offset"**
Modulation



QPSK에서, I와 Q 비트 스트림은 동시에 전환된다. 심볼 클럭, 즉 I와 Q digital signal clock은 동기화 된다. Offset QPSK(OQPSK)에서, I와 Q 비트 스트림은 1비트 주기(한 심볼 주기의 1/2)를 단위로 해서 그들의 상대적인 조정 값으로 offset 된다. 이것은 다이어그램에 보여지고 있다. I와 Q의 천이가 offset 된 후로, 어떤 특정한 시간에 두 비트의 스트림 중 오직 한 비트 만이 값을 바꿀 수 있다. 이것은 극적인 다른 constellation을 만들어낸다. 그럼에도 여전히 두개의 I/Q값을 갖고 있다. 이것은 전력 효율의 이점을 갖는다. OQPSK에서 신호궤도는 심볼 clock offset에 의해 수정되어 반송파 진폭은 영점(constellation의 중심)을 통과하지 않는다. 감소된 진폭 편차(QPSK에 대해 30에서 40dB와 비교하여 OQPSK에 대해 3dB)는 선형 RF power amp가 사용되는 것보다 전력 효율을 더욱 좋게 한다.

3.9 Differential modulation

두 번째 이형(異形)은 Differential QPSK(DQPSK)와 Differential 16QAM(D16QAM)에 사용되는 Differential modulation이다. Differential은 정보가 절대적인 상태로 운반되지 않는다는 것을 뜻한다. 또한 몇몇 경우에, 천이에 제한이 있다. 이것은 반송파 궤도가 원점을 통과하지 않는 π/4 DQPSK에서 발생한다. DQPSK 전송시스템은 어떤 심볼 위치에서 다른 심볼 위치로 천이할 수 있다. π/4 DQPSK 변조 형식은 다음과 같은 많은 응용분야에서 널리 사용된다.

● Cellular

- NADC-IS-54(North American Digital Cellular)
- PDC(Pacific Digital Cellular)

● Cordless

- PHS(Personal Handyphone System)

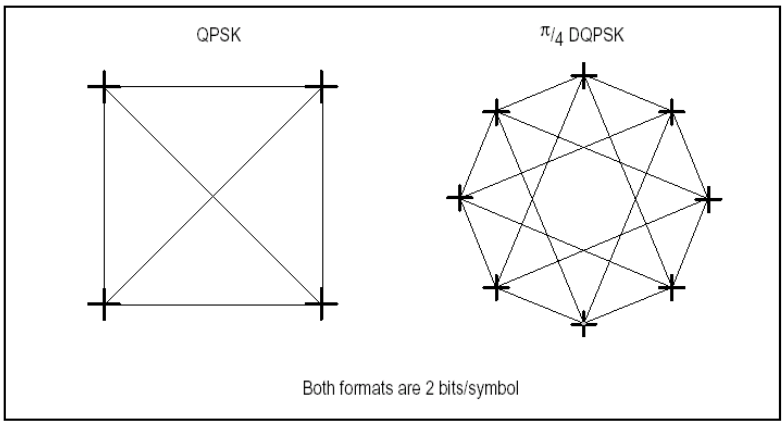
● trunked radio

- TETRA(Trans European Trunked Radio)

π/4 DQPSK 변조 형식은 45도(π/4 라디안) 만큼의 두개의 QPSK constellation offset을 사

용한다. 천이는 한 constellation에서 다른 constellation으로 일어나야 한다. 이것은 각각의 심볼에서의 위상에서 항상 변화가 있다는 것을 말한다. (클럭 복구를 더 쉽게 하는) 데이터는 constellation상에서 위상 편이의 크기와 방향에서 부호화되는 것이지, 절대 위치에서 부호화되는 것은 아니다. π/4 DQPSK의 한가지 이점은 신호궤도가 원점을 통과하지 않는다는 것이다. 게다가 송신기 설계를 단순하게 한다. 또 다른 이점은 root raised cosine filtering를 갖는 π/4 DQPSK는 GMSK, 다른 일반적인 셀룰러 변조 형식보다 스펙트럼 효율이 더 좋다는 것이다.

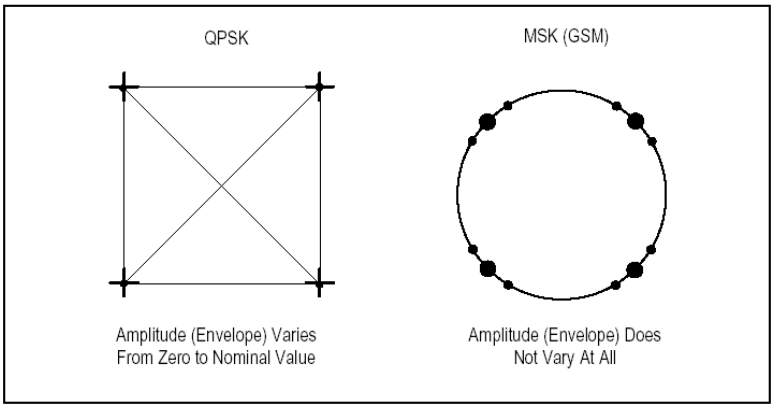
Figure 16. "Differential" Modulation



3.10 Constant amplitude modulation(고정 진폭 변조)

세 번째 이형(異形)은 constant-envelope 변조이다. GSM은 0.3GMSK라고 불리는 고정 진폭 변조 형식을 이용한다.

Figure 17. Constant Amplitude Modulation



Constant-envelope 변조에서, 반송파의 진폭은 변조 신호에서 그 편차에 상관없이 일정하다. 전송된 신호의 스펙트럼 점유 내에서 degradation(퇴화)을 일으키지 않고 사용되는 것은 효율적인 C급 증폭기가 되도록 하는 전력 효율 기술이다. 그러나 constant-envelope 변조 기술은 선형의 기술보다 더 많은 대역폭을 차지한다. 선형체계에서 전송된 신호의 진폭은 BPSK나 QPSK에서처럼 변조 디지털 신호에 의하여 변한다. 더욱이 대역폭 효율이 전력 효율보다 더 중요한 시스템에서는 constant-envelope 변조가 적당하지 않다.

MSK(3.4절에서 다룬)는 peak-to-peak 주파수 편향이 그 비트 레이트의 1/2과 동일한 FSK의 특별한 형태이다.

GMSK는 Gaussian filter를 통해 변조 파형을 통과시킴으로써 요구되는 대역폭이 한 층 더 감소되는 일종의 MSK 파생형식이다. Gaussian filter는 즉각적인 주파수 변동을 최소화한다. GMSK는 상당히 효율적인 변조 형식이고 이동형 라디오 시스템에서 특히 유용하다. 그것은 constant-envelope, 스펙트럼 효율, 좋은 BER 성능을 가지고 있고 자기 동기화를 한다.

4. 필터링

필터링은 디지털 데이터의 내용을 잃지 않고 전송된 대역폭이 상당히 감소되도록 한다. 이것은 신호의 스펙트럼 효율을 향상시킨다. 필터링에는 많은 종류가 있다. 가장 일반적인 것은
raised cosine
square-root raised cosine
Gaussian filters
이다.

신호에서 빠른 천이는, 그것이 진폭, 위상 또는 주파수든지 간에, 넓은 점유 대역폭을 요구할 것이다. 이러한 천이의 속도를 낮추도록 하는 기술은 점유 대역폭을 좁게 만들 것이다.

필터링은 이 천이를 (I와 Q에서) 부드럽게 하도록 도와준다. 필터링은 FDMA 시스템에서 어떤 신호나 송신기가 다른 신호나 송신기와 간섭을 일으키려는 경향을 줄여준다. 수신기 끝단에서, 감소된 대역폭은 많은 잡음과 간섭이 제거되기 때문에 감도를 향상시킨다.

몇가지 trade-off가 만들어져야 한다. 한가지는 몇몇 필터링의 형태가 많은 경우에서 신호의 궤적을 오버슈트 하도록 만드는 것이다. 이 오버슈트는 Nyquist와 같은 특정한 필터 형태에서 발생할 수 있다. 이 오버슈트 경로는 반송파 전력과 위상을 나타낸다. 이러한 값들을 가져가는 반송파에 대해, 그것은 송신기 출력으로부터 더 많은 출력 전력을 요구한다. 그것은 실제 심볼을 전송하는데 필요로 하는 것보다 더 많은 전력을 요구한다. 반송파 전력은 스펙트럼이 다시 확산하도록 하지 않고 (오버슈트를 감소시키거나 제거하기 위해) 잘라지거나 제한될 수 없다. 스펙트럼 점유를 좁게 하는 것은 필터링이 첫번째 위치에 삽입된 이유이기 때문에, 그것은 매우 좋은 균형 있는 작용이 된다.

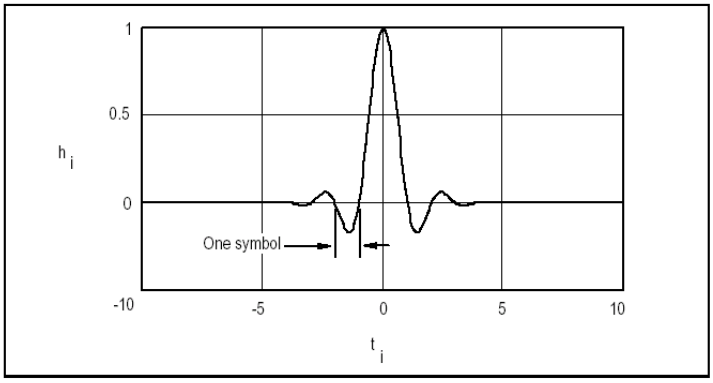
다른 trade-off는 필터링이 라디오를 더욱 복잡하게 만들고, 특히 아날로그 방식에서 작동되면 더 크게 만들어야 한다는 것이다. 또한 필터링은 Inter-Symbol Interference(ISI)를 생성할 수 있다. 이것은 신호가 충분히 필터링 되었을 때 발생한다. 그래서 심볼은 함께 흐릿

해지고 각각의 심볼은 그 주위의 것들에 영향을 미친다. 이것은 시간영역 응답에 의해 또는 필터의 임펄스 응답에 의해 결정된다.

4.1 Nyquist 또는 raised cosine filter

이 그래프는 raised cosine filter의 임펄스 또는 시간영역 응답, Nyquist filter의 한가지 클래스를 보여주고 있다. Nyquist filter는 그 임펄스 응답이 심볼 레이트에서 울리는 성질을 갖는다. 필터는 심볼 클럭 주파수에서 울리도록 선택되거나 영점을 가로지르는 필터의 임펄스 응답을 갖는다.

Figure 18. Nyquit or Raised Cosine Filter

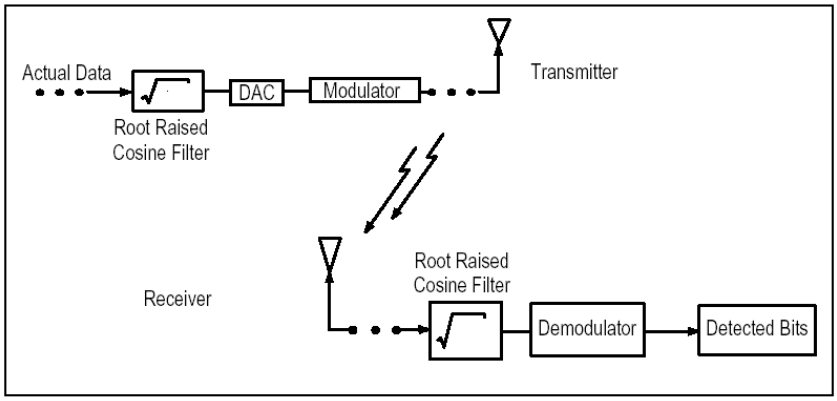


필터의 시간 응답은 심볼 간격에 정확하게 대응하는 주기로 영점을 통과한다. 이웃하는 심볼들은 중앙을 제외한 모든 심볼 시간에서 0이기 때문에 심볼시간에서 서로 간섭을 일으키지 않는다. Nyquist filter는 심볼 시간에서 심볼을 흐릿하게 하지 않고 신호를 필터링한다. 이것은 Inter-Symbol Interference에 의해 야기된 정보를 에러 없이 전송하는데 있어 중요하다. Inter-Symbol Interference는 심볼 (결정) 시간을 제외한 모든 시간에 존재한다. 일반적으로, 필터는 전송기 경로에서 그리고 수신기 경로에서 반으로 나뉘어진다. 이런 경우에 root Nyquist filter(흔히 root raised cosine이라 부르는)는 각 부분에서 사용된다. 그래서 그것들의 결합된 응답은 Nyquist filter의 응답이다.

4.2 송신기/수신기 matched filter

때때로 필터링은 송신기와 수신기 양쪽에 요구된다. 송신기에서의 필터링은 송신기의 이웃 채널 전력 방사를 줄여주는데, 요컨데 다른 송신기와의 간섭에 대한 전위가 있다.

Figure 19.
Transmitter-Receiver Matched Filters



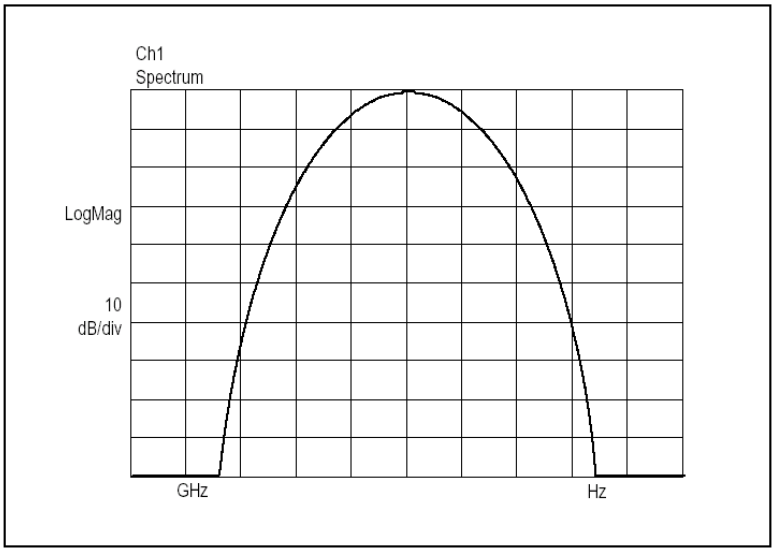
수신기에서의 필터링은 광역 잡음의 영향 뿐만 아니라 근처 채널에서 다른 송신기로부터의 간섭을 줄여준다.

0의 Inter-Symbol Interference(ISI)를 얻기 위해, 양쪽 필터는 그 필터들의 결합된 결과와 시스템의 나머지 부분이 full Nyquist filter가 되도록 설계된다. 송신기와 수신기는 여러 다른 회사에 의해 생산되기 때문에 생산에서 문제를 일으킬 수 있다. 수신기는 소형 모델이 될 수도 있고 송신기는 커다란 셀룰러 기지국일 수도 있다. 만약 그 디자인이 정확하게 동작한다면, 이것이 root-Nyquist filter가 √Nyquist x √Nyquist = Nyquist 로서 수신기와 송신기에서 사용된 이유이다. Matched filter는 Gaussian filtering 에서는 사용되지 않는다.

4.3 Gaussian filter

대조적으로, GSM신호는 GSM에서 사용되는 Gaussian filter가 0의 Inter-Symbol Interference를 갖지 못하기 때문에 네 가지 상태의 각각에 심볼의 작은 블러링이 있을 것이다. 위상상태는 그림 17에 보여진 것처럼 심볼의 블러링을 일으켜 변한다. 무선 시스템 설계자는 Inter-Symbol Interference가 얼마나 시스템에서 견딜 수 있는지를 반드시 결정해야 한다. 그리고 잡음과 간섭을 그것과 결합시켜야 한다.

Figure 20.
Gaussian Filter



Gaussian filter는 반송파 전력에서의 이점, 점유 대역폭, 심볼 클럭 복구 때문에 GSM에서 사용된다. Gaussian filter는 시간과 주파수 영역 모두에서 Gauss 모양을 하고 있고 raised cosine filter처럼 울리지 않는다. 시간 영역에서의 효과는 상대적으로 짧고 각각의 심볼이 오직 앞선 그리고 계속되는 심볼과 두드러지게 상호 작용한다(또는 ISI를 일으킨다). 이것은 심볼의 특정한 시퀀스에 대해 증폭기를 더 쉽게 그리고 더욱 효율적으로 만들려는 상호작용을 감소시킨다.

4.4 filter bandwidth parameter alpha

raised cosine filter의 가파름(경사)은 alpha로 설명된다. Alpha는 시스템의 점유 대역폭을 직접적으로 측정하도록 하고 다음과 같이 계산된다.

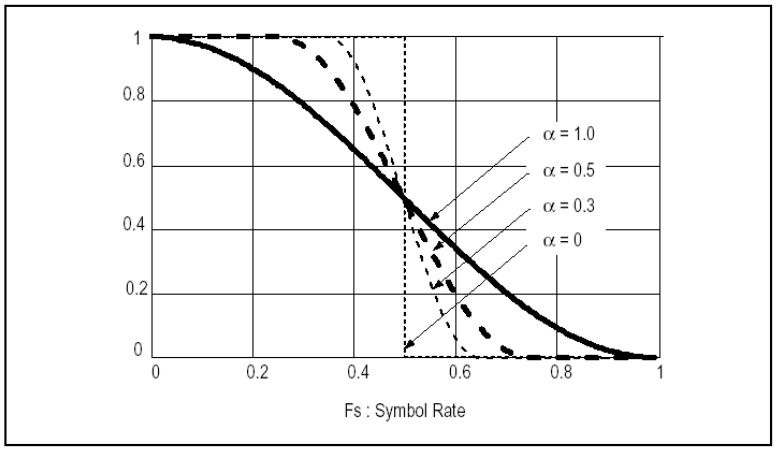
Occupied bandwidth = symbol rate x (1 + alpha)

만약 필터가 급한 천이와 0의 alpha를 갖는 brick wall 특성을 가진다면 점유 대역폭은

for alpha=0, occupied bandwidth = symbol rate x (1+0) = symbol rate

이다.

Figure 21.
Filter Bandwidth
Parameters "α"



아주 완벽한 곳에서는, 점유대역폭은 심볼 레이트와 같게 될 것이다. 하지만 이것은 현실적이지 못하다. 0의 값을 갖는 alpha는 사실상 불가능 하다.

Alpha는 심볼 레이트와 같게되는 이상적인 점유 대역폭을 초과하여 요구되는 점유 대역폭의 양을 가리키기 때문에 때때로 alpha는 “excess bandwidth factor”로 불리운다.

극단적인 경우로, 1의 alpha를 가지는 더 넓은 대역의 필터(이행하기가 더 쉽다)를 알아보자. 점유 대역폭은 다음과 같이 될 것이다.

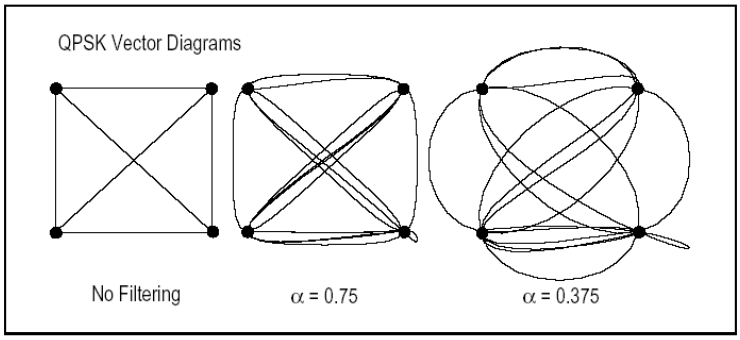
For alpha=1, occupied bandwidth = symbol rate x (1+1) = 2 x symbol rate

Alpha가 1일 때는 0일 때 대역폭의 2배를 사용한다. 실제로, 0.2 이하의 alpha를 이행하는 것이 가능하고, 성능이 좋고 작으며, 실용적인 라디오를 만들게 한다. 몇몇 비디오 시스템이 0.11과 같은 낮은 alpha 값을 사용할 지라도 일반적인 값은 0.35에서 0.5의 범위를 갖는다. Gaussian filter에 대한 통신용어는 BT(bandwidth time product)이다. Gaussian filter의 주파수 응답이 똑같이 0으로 되지 않기 때문에 점유 대역폭은 BT의 항으로 나타낼 수 없다. BT에 대한 일반적인 값은 0.3에서 0.5사이이다.

4.5 필터 대역폭 효과

여러 가지 필터들은 서로 다른 효과를 보인다. 예를 들어, QPSK 신호에서 여러 값의 alpha가 벡터 다이어그램에 어떠한 영향을 주는지 검토해보자. 만약 라디오가 왼쪽 그래프에 보여진 것처럼 송신기 필터가 없다면 여러 상태들 사이의 천이는 동시에 일어난다. 필터가 없다는 것은 alpha가 무한 이라는 뜻이다.

Figure 22.
Effect of Different Filter Bandwidth



이러한 신호를 보내는 것은 무한대의 대역폭을 필요로 한다. 가운데 그림은 alpha가 0.75일 때의 신호의 예를 든 것이다. 오른쪽 그림은 alpha가 0.375일 때의 신호를 보여준다. 0.75와 0.375의 alpha 값을 갖는 필터는 천이가 부드럽고 요구되는 주파수 스펙트럼이 작다.

또한 필터의 alpha 값은 전송 전력에 양향을 준다. 필터링 되지 않은 신호의 경우에 alpha

가 무한대일 때, 반송파의 최대 또는 피크 전력은 심볼 상태에서 공칭 전력의 경우와 같다. 어떤 여분의 전력도 필터링 때문에 요구되지 않는다.

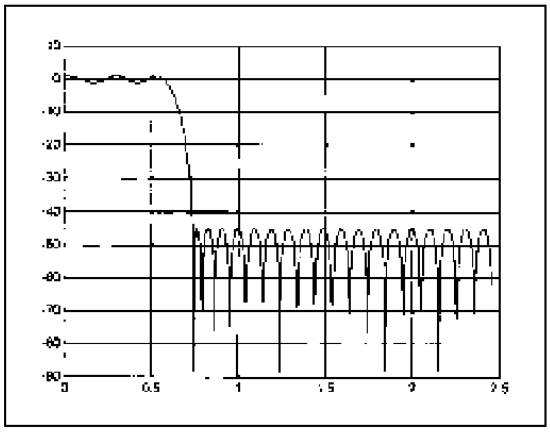
NADC(IS-54)에 사용되는 π/4 DQPSK의 한 예를 들어보자. 1.0의 alpha 값이 사용되면, 각 상태들 사이의 천이는 무한의 alpha 값일 때보다 좀 더 단계적이다. 이러한 천이를 다루기 위해 필요로 하는 전력은 보다 적다. Alpha가 0.5일 때, 전송 대역폭은 심볼 레이트가 2배에서 1.5배 까지 감소한다. 이것은 점유 대역폭에서 25%의 향상을 나타낸다. 더 작은 값의 alpha는 필터의 계단 응답에서의 오버슈트 때문에 더욱 많은 피크 전력을 취한다. 이것은 constellation의 바깥 한계의 범위를 넘어 루프하는 궤도를 생성한다.

Alpha가 0.2일 때, 오늘날 대부분의 라디오 중 극소수에 대해서, 심볼 값을 전송하는 데에는 필요로 하는 범위를 넘어서 상당한 초과 전력이 필요하다. Nyquist filtering을 갖는 QPSK에 대하여 0.2의 alpha에서 요구되는 초과전력의 일반적인 값은 대략 5dB이다. 점유 대역폭을 제한하는데 사용되는 필터 때문에 이것은 피크 전력의 3배 이상이다. 이 원리는 QPSK, offset QPSK, DQPSK 그리고 16QAM, 32QAM, 64QAM, 256QAM과 같은 다양한 QAM에 적용된다. 모든 신호가 같은 방식으로 정확하게 이루어지는 것은 아니고 예외적으로 FSK, MSK와 constant-envelope 변조 등이 있다.

4.6 Chebyshev equiripple FIR(finite impulse response) filter

Chebyshev equiripple FIR(finite impulse response) filter는 IS-95 CDMA에서 baseband filtering을 위해 사용된다. IS-95 CDMA에서 채널 간격 1.25MHz, 심볼 레이트 1.2288MHz로 이웃 RF 채널로의 누설을 줄이는데 아주 중요하다. 이것은 오직 0.113의 alpha 값을 이용하여 매우 날카로운 shape factor를 가지는 필터를 이용함으로써 이루어진다. Equiripple은 통과대역과 정지(차단)대역에서 같은 최고치와 최저치의 “rippled” magnitude frequency-response envelope이 있음을 의미한다. 이 FIR 필터는 요구되는 shape factor를 충족시키는 Nyquist filter보다 훨씬 낮은 차수를 사용한다. IS-95 FIR filter는 0의 Inter-Symbol Interference(ISI)를 갖지 않는다. 그러나 CDMA에서 ISI는 한번에 64chips의 correlation이 심볼 결정을 하는데 사용되기 때문에 다른 형식에서처럼 중요하지는 않다. 이 “coding gain”은 ISI를 평균에 달하게 하고 그 효과를 최소화하는 경향이 있다.

Figure 23.
Chebyshev Equiripple
FIR Filter



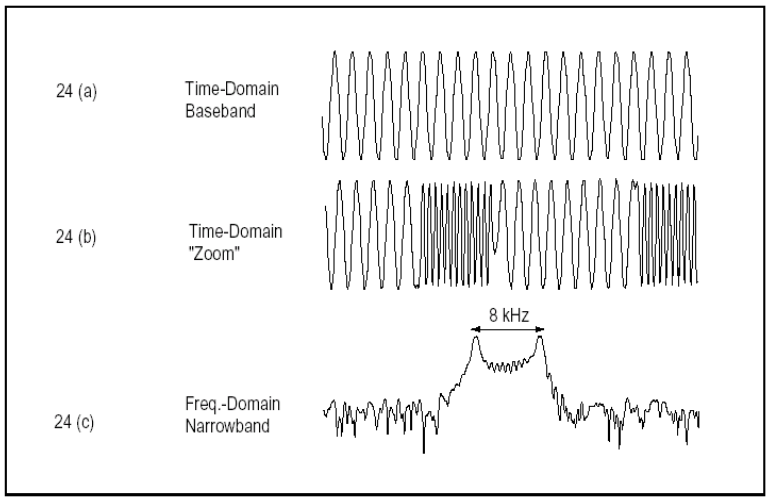
4.7 스펙트럼 효율과 전력 소비의 경합 목표

어떠한 천연자원처럼, 너무 넓은 채널 대역을 사용함으로써 RF 스펙트럼을 소비하는 것은 이치에 맞지 않는다. 그러므로 좁은 대역의 필터가 전송 점유 대역폭을 줄이는데 사용된다. 충분한 정확성과 반복성을 가진 narrower filter는 만들기가 더욱 어렵다. 더 작은 값의 alpha는 더욱 많은 심볼들이 기여할 수 있기 때문에 ISI를 증가시킨다. 이것은 클럭 정밀도의 요구조건을 강화한다. 또한 이러한 narrower filter는 더욱 많은 오버슈트를 일으키고 그 결과 더욱 많은 피크 반송파 전력이 필요하다. 그러면 전력 증폭기는 왜곡 없이 더 높은 피크 전력을 공급해야 한다. 더 큰 증폭기는 전력 증폭기의 RF 전류가 다른 회로와 간섭을 일으키기 때문에 열과 전기적 간섭을 일으킨다. 크면 클수록 더욱 큰 용량의 배터리를 필요로 할 것이다. 대안은 짧은 통화시간과 적은 배터리 소모를 하는 것이다. GMSK에서 사용된 것처럼 constant-envelope 변조는 가장 효율적인 C급 증폭기를 사용할 수 있다. 요약하면, 스펙트럼 효율은 크게 요구되지만 가격, 크기, 복잡성, 통화시간, 신뢰성 등에서 불이익이 있다.

5. 변조된 신호를 시간과 주파수 영역 관점에서 바라보는 여러 가지 방법

신호를 관찰하는 방법에는 여러 가지가 있다. 간단한 예를 하나 들면, 930.004MHz의 중심 주파수에서의 RF pager signal이 있다. Pager는 two-level FSK를 사용하고 반송파는 8kHz 떨어진 두 주파수 930.000MHz와 930.008MHz 사이에서 앞뒤로 편이 한다. 이 주파수 간격은 930.004MHz의 중심 주파수에 비례하여 작다. 이것은 그림 24(a)에 보여진다. 930MHz에서의 신호와 930MHz + 8kHz에서의 신호 사이에서 period는 매우 작다. 고속 디지털 기술을 가진 최신의 고성능 오실로스코프를 가지고서도 주기에서의 변화를 관찰하거나 측정할 수 없다.

Figure 24.
Time and Frequency Domain View



Pager receiver에서 신호는 먼저 IF 또는 baseband 주파수로 down conversion 된다. 이 예에서, 930.004MHz FSK 변조신호는 930.002MHz에서의 다른 신호와 mix 된다. FSK 변조는 전송된 신호를 930.000MHz와 930.008MHz 사이에서 변환하게 한다. 결과는 두 주파수 –2kHz와 +6kHz 사이를 오락가락하는 baseband signal이다. 복조된 신호는 –2kHz와 +6kHz 사이를 편이한다. 그 차이는 쉽게 검출할 수 있다.

이것은 때때로 “zoom” time 또는 IF time으로도 언급된다. 좀 더 특별한 경우를 위해 그것은 IF 또는 baseband에서 band-converted signal이다. IF time은 수신기의 IF 부분에서 신호가 어떻게 보여지는지 만큼 중요하다. 이것은 라디오의 IF가 존재하는 여러 다른 bits를 검출하는 방법이다. 주파수 영역 representation은 그림 24(c)에 보여진다. 대부분의 pager는 two-level FSK scheme이다. FSK는 도시환경에서의 다중경로 전달, 감쇠 그리고 간섭에 의한 영향을 덜 받기 때문에 이 경우에 사용된다. 그것은 감쇠, 잡음, 간섭이 신뢰할 수 있는 복조를 어렵게 만드는 현대의 철골/콘크리트 빌딩 내부 깊숙한 곳에서 조차도 복조가 가능하다.

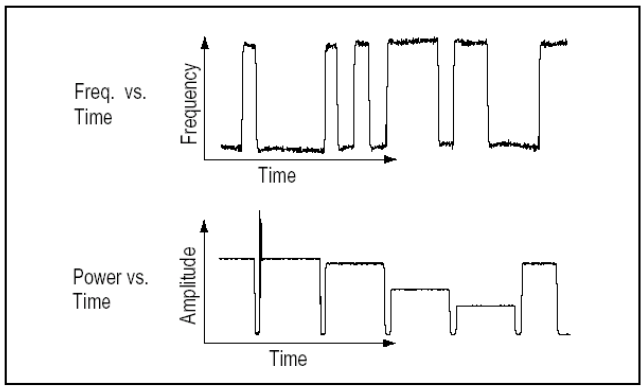
5.1 전력과 주파수 관찰

디지털 변조 신호를 관찰하는 방법은 여러 가지가 있다. 송신기가 어떻게 turn on과 off를 하는지를 시험하기 위해, power-versus-time 측정은 pulsed 또는 bursted carrier에 관련된 power level 변화를 시험하는데 매우 유용하다. 예를 들어, 매우 빠른 전력 변화는 주파수 확산 또는 스펙트럼 regrowth를 일으킬 것이다. 또한 이것은 주파수 “splatter”로 알려져 있다. 송신기는 완전히 on이 아닐 때 데이터를 보낼 수 없기 때문에 매우 느린 전력 변화는 귀중한 전송 시간을 낭비한다.

너무 천천히 turn on 하는 것은 burst 초기에 높은 bit error rate를 일으킬 수 있다. 게다가, peak power와 average power level은 제대로 이해되어야 한다. 증폭기로부터 초과 전력을

요구하는 것은 compression 또는 clipping을 이끌어 낼 수 있다. 이러한 현상은 변조된 신호를 왜곡하고 더욱이 spectrum regrowth를 대게 야기한다.

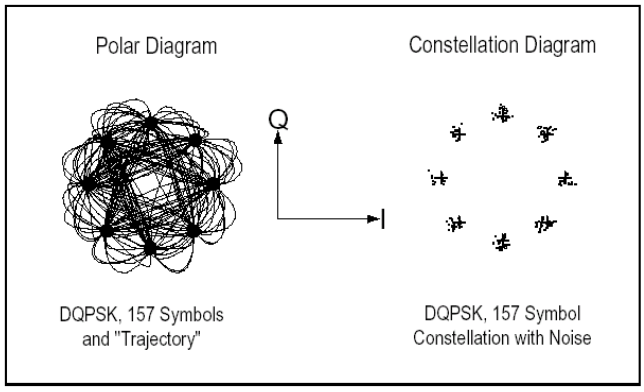
Figure 25.
Power and Frequency View



5.2 Constellation diagram

논의 되었듯이, rectangular I/Q diagram은 크기와 위상의 극좌표 다이어그램이다. 반송파 크기와 위상의 2차원 다이어그램은 같은 데이터에 rectangular 측을 포개 놓거나 in-phase(I)와 quadrature(Q) 성분의 항으로 해석함으로써 다르게 보여질 수 있다. 동시에 반송파에 AM과 PM을 수행하거나 이런식으로 데이터를 보내는 것이 가능하다. 회로 설계와 신호처리는 rectangular, linear set of values(I에 대한 하나의 set과 Q에 대한 독립 set)를 생성하고 검출하기가 더 쉽다.

Figure 26.
Constellation Diagram



제시된 예는 NADC TDMA standard에서 기술된 것과 같은 π/4 DQPSK 신호이다. 이 예는 157-symbol DQPSK burst이다.

극좌표 다이어그램은 한번에 여러 개의 심볼을 보여준다. 즉, 이것은 symbol time 이내에서 연속선상의 한 점에서 반송파의 한 순간의 값(I/Q 또는 크기/위상 값으로 기술된)을 보여준다.

Constellation diagram은 결정 점에서만 보여지는 값들로 같은 burst의 반복적인 스냅사진을 보여준다. Constellation diagram은 결정 점에서 진폭오차 뿐만 아니라 위상오차를 표시

한다. 결정 점들 사이의 천이는 전송된 대역폭에 영향을 준다. 이 표시(display)는 반송파가 실어 나르고 있는 경로를 보여주는 것이지 결정 점에서 오차를 뚜렷하게 보여주는 것은 아니다. Constellation diagram은 시시각각으로 변화하는 power level, filtering의 영향, ISI와 같은 현상들을 통찰하게 해준다.

Constellation과 bit per symbol 사이의 관계는

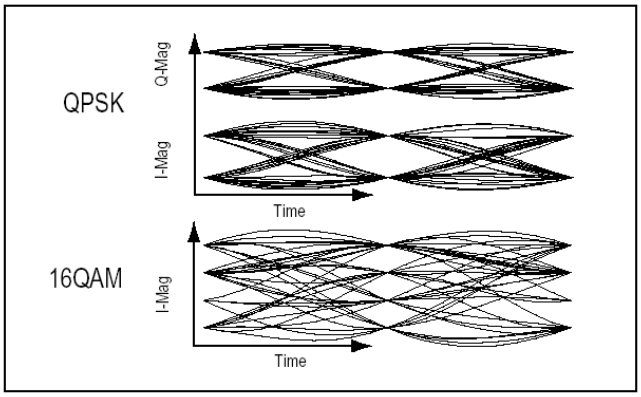
$M=2^n$, 여기서 M은 constellation 점의 수, n은 bits/symbol, n은 $\log_2 M$이다.

이것은 천이가 어떤 constellation 점에서 어떤 다른 점까지 허용될 때 효력이 있다.

5.3 Eye diagrams

디지털 방식으로 변조된 신호를 관찰하는 또 다른 방법에는 eye diagram이 있다. Eye diagram들은 I채널 데이터에 대한 것과 Q채널 데이터에 대한 것으로 개별적으로 생성될 수 있다. Eye diagram은 무한 지속 모드에서 I와 Q 크기 대 시간을 표현한다. I와 Q 천이는 개별적으로 보여지고 eye는 심볼 결정 시간에 형성된다. QPSK는 각 Quadrant(분면)에 하나씩, 네 개의 구별된 I/Q 상태를 갖는다. I와 Q에 대해 각각 두 레벨만이 있다. 이것은 각각의 I와 Q에 대해 단일 eye를 형성한다. 다른 scheme은 더 많은 레벨을 이용하고 trace가 통과하는 것을 통한 시간에 더 많은 노드를 형성한다. 아래의 예는 세가지 구별된 “eyes”를 형성하는 네 개의 레벨을 가진 16QAM이다. Eye는 각 심볼 마다 열려있다. “good” 신호는 조밀한 교차점을 가진 wide open eyes를 갖는다.

Figure 27.
***I* and *Q* Eye Diagrams**

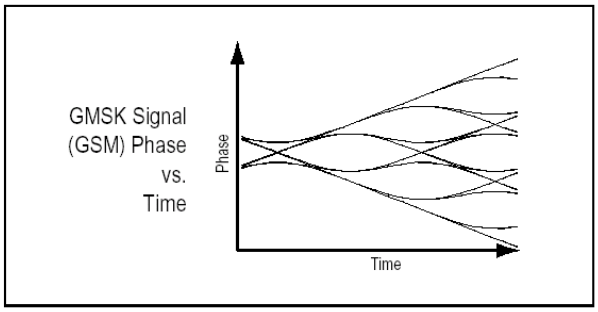


5.4 Trellis diagrams

이것은 정원 울타리를 닮았다고 해서 “trellis” diagram 이라 불린다. Trellis diagram은 X축을 시간, Y축을 위상으로 나타낸다. 이것은 서로 다른 심볼 위상 천이의 검사를 가능하게 한다. 이런 경우에 그것은 GSM 시스템을 위한 것이다. 만약 긴 길이의 이진수 1이 보내졌다면, 그 결과는 GSM의 예에서 심볼 당 90도의 일련의 + 위상천이가 될 것이다. 만약 긴 길이의 이진수 0이 보내졌다면, 심볼 당 90도의 일정한 기우는 위상이 될 것이다. 일반적으

로 랜덤 데이터를 가지는 중간의 전송이 될 수 있다. 트러블슈팅 때, trellis diagram은 (I/Q 변조 또는 매핑 알고리즘에서) missing transitions, missing codes, 또는 blind spot을 고립시키는데 유용하다.

Figure 28.
Trellis Diagram



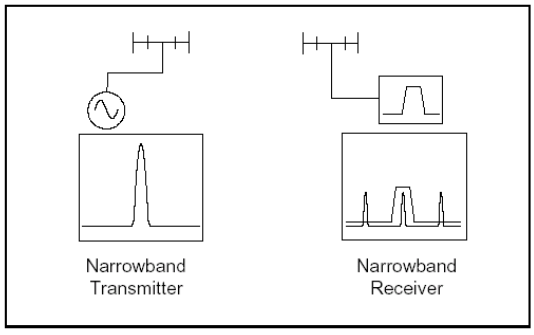
6. 채널 공유

RF 스펙트럼은 유한 자원이고, 다중송신(때로는 채널화로 불린다)을 이용하는 사용자들 사이에 공유된다. 다중송신(다중화)는 스펙트럼에서 사용자를 구별하는데 사용된다. 이 절은 다중화 frequency, time, code와 geography를 다룬다. 대부분의 통신시스템은 이런 다중화 방식의 조합을 이용한다.

6.1 다중화 – Frequency

FDMA는 이용 가능한 주파수 대역을 더 작은 고정된 주파수 채널로 쪼갠다. 각각의 송신기 또는 수신기는 구별된 주파수를 이용한다. 이 기술은 1900년대부터 지금까지 사용되고 있다. 송신기는 협대역 또는 주파수 제한 대역이다. 협대역 송신기는 협대역 필터를 가지고 있는 수신기와 동조해서 사용된다. 그래서 요구되는 신호를 복조하고, 이웃 하는 전파로부터의 간섭 신호와 같은 원하지 않는 신호를 제거할 수 있다.

Figure 29.
Multiplexing
- Frequency

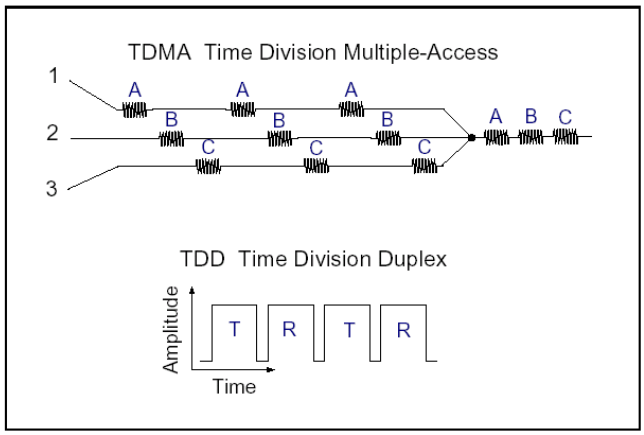


6.2 다중화 – Time

시분할 다중화는 제때에 송신기를 구별해야 하는 문제를 수반한다. 그래서 그것들은 같은 주파수를 공유할 수 있다. 가장 단순한 형태는 Time Division Duplex(TDD)이다. 이것은 같은 주파수 상에서 송신기와 수신기를 다중화 한다. 예를 들어, TDD는 (하나의) 버튼이 말을 하기 위해 눌려지고, 듣기위해 풀려지는 Simple two-way radio에서 사용된다. 하지만, 이런 종류의 시분할 듀플렉스는 매우 느리다. CT2나 DECT와 같은 현대의 디지털 라디오는

TDD를 이용하지만 초당 수백 번을 다중화한다. TDMA는 같은 주파수 상에서 수 개의 송신기나 수신기를 다중화한다. TDMA는 GSM 디지털 셀룰러 시스템이나 US NADC-TDMA 시스템에서 사용된다.

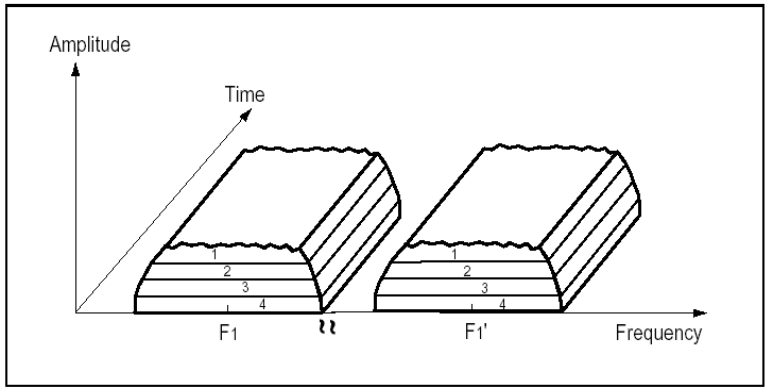
Figure 30. Multiplexing - Time



6.3 다중화 – Code

CDMA는 다중사용자가 같은 주파수 상에서 동시적인 송신이 허용되는 접속 방식이다. 주파수 분할 다중화가 여전히 사용되지만 그 채널은 1.23MHz 폭이다. US CDMA 전화의 경우, 채널화의 부가적인 형태는 코드의 형태로 추가된다.

Figure 31. Multiplexing - Code



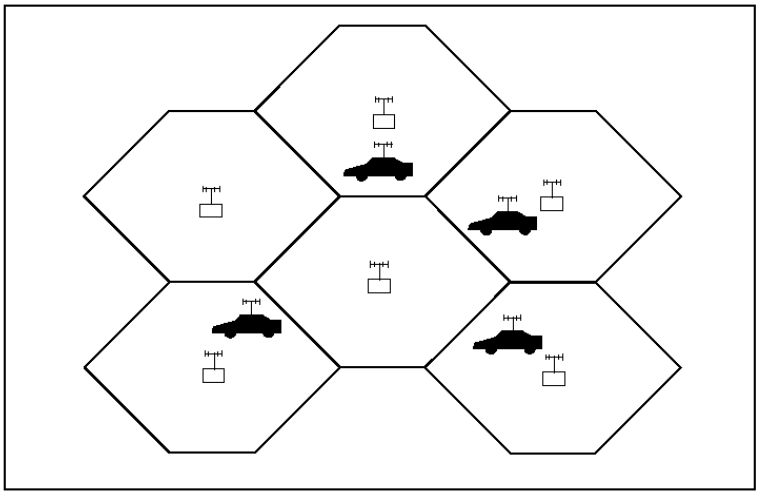
CDMA 시스템에서, 사용자는 송신에서 빠른 속도의 디지털 시퀀스를 오버레이 함으로써 빠른 속도의 디지털 채널을 시간 공유한다. 서로 다른 시퀀스가 각각의 terminal에 할당되고 그러면 신호는 오버레이된 시퀀스와 correlation 함으로써 식별할 수 있다. 이것은 기지국과 이동국 사이에서 공유되는 부호상에 근거한다. 사용되는 코드 때문에 순방향 링크상에 64 코드 채널의 제한이 있다.

6.4 다중화 – geography

또 다른 종류의 다중화는 geographical 또는 cellular이다. 만약 두 개의 송신기/수신기 쌍이 충분히 멀리 떨어져 있다면, 그것들은 같은 주파수 상에서 동작할 수 있고 서로 간섭을 일으키지 않을 것이다. Geographic 다중화를 이용하지 않는 시스템이 몇 종류 있다. Clear-

channel international broadcast stations, amateur stations, 그리고 몇몇 군사용 저주파 라디오는 geographic 경계가 없는 거의 유일한 시스템들이다. 그리고 이것들은 전세계에 걸쳐 사용된다.

Figure 32. Multiplexing - Geography



6.5 다중화 모드의 결합

대부분 이러한 일반적인 통신시스템에서, 다중화의 여러 형식은 대체로 결합된다. 예를 들어, GSM은 FDMA, TDMA, FDD, Geographic을 사용한다. DECT는 FDMA, TDD, Geographic 다중화를 사용한다. 10절에서 모든 리스트를 볼 수 있다.

6.6 Penetration vs Efficiency

Penetration이란 많은 감쇄나 잡음, 간섭이 있는 환경에서 사용되는 신호의 능력을 의미한다. 하나의 아주 일반적인 예는 Pager(무선호출기) vs 셀룰러폰 이다. 많은 경우에, 페이저는 사용자가 금속 빌딩내에 있거나 현대의 초고층 빌딩과 같은 금속보강 콘크리트 구조 내에 있을지라도 신호를 받을 수 있다. 대부분의 페이저는 주파수 편향이 크고 변조율(심볼 속도)이 아주 느린 곳에서 two-level FSK 신호를 이용한다. 이것은 주파수 차가 크고(심볼 위치는 넓게 분리된다.) 서로 다른 주파수가 오랫동안 지속(느린 심볼레이트)하기 때문에, 수신기가 신호를 검출하고 복조하기 쉽게 한다.

그렇지만, Pager signal penetration를 일으키는 요소는 비효율적인 정보 전송을 야기한다. 일반적으로 두 개의 심볼 위치 만이 있다. 그것들은 넓게 분리되고(거의 8kHz) 적은 수의 심볼(500에서 1200)들이 매 초마다 보내진다. 초당 270,833 심볼을 보내는 GSM과 같은 셀룰러 시스템을 이것과 비교하자. 받을 필요가 있는 것들 모두는 유일한 어드레스와 짧은 ASCII 텍스트 메시지이기 때문에 pager에 대해서는 큰 문제가 아니다.

하지만 셀룰러폰 신호는 생생한 양방향 음성을 전송해야 한다. 이것은 훨씬 높은 비트레이트와 더욱더 효율적인 변조기술을 요구한다. 셀룰러폰은 π/4 DQPSK와 0.3GMSK와 같은

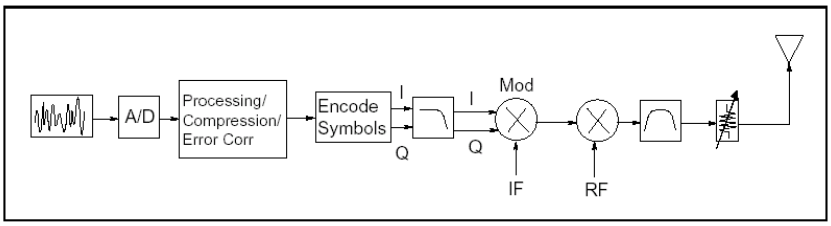
더욱 복잡한 변조 형식과 빠른 심볼레이트를 이용한다. 불행히도, 이것은 penetration을 줄여버리고, 보상하기 위한 한가지 방법은 파워를 높이는 일이다. 더 많은 전력은 전에 언급했던 것처럼 다수의 문제를 가져온다.

7. 디지털 송신기와 수신기가 동작하는 방법

7.1 디지털 통신 송신기

여기에 디지털 통신 송신기의 단순화된 블록다이어그램이 있다. 이것은 아날로그 신호로 시작하고 끝난다. 처음 단계는 연속 아날로그 신호를 이산 디지털 비트 스트림으로 변환하는 것이다. 이것을 디지털화라고 한다.

Figure 33.
A Digital Transmitter



다음 단계는 데이터 압축을 위해 음성 부호화를 첨가하는 것이다. 그다음 몇몇 채널 부호화가 더해진다. 채널 부호화는 통신 채널에서 잡음과 간섭의 영향을 최소화하기 위한 방법으로 데이터를 암호화한다. 채널 부호화는 입력 데이터 스트림에 여분의 비트를 더하고 중복된 것을 제거한다. 그러한 여분의 비트는 오류정정을 위해 사용되거나 일체화 또는 등화를 위해 traing sequence를 보내는데 사용된다. 이것은 수신기에 대해 동기를(또는 심볼 클럭을 찾는 것을) 더 쉽게 만들 수 있다. 심볼 클럭은 개별 심볼 전송의 주파수와 정확한 타이밍을 나타낸다. 심볼 클럭 천이에서 송신된 반송파는 특정 심볼(constellation에서 특정점)을 나타내는 정확한 I/Q(또는, 크기/위상) 값에 있다. 그다음 전송된 반송파의 값들은 다른 심볼을 나타내려고 변한다. 이 두 번 사이의 시간 간격이 심볼 클럭 주기이다. 이것의 역수는 심볼 클럭 주파수이다. 심볼 클럭 위상은 심볼 클럭이 심볼을 검출하는 가장 알맞은(최적의) 순간들로 조정된다.

송신기에서의 다음 단계는 필터링이다. 필터링은 좋은 대역폭 효율을 위해 필수적이다. 필터링이 없으면, 신호는 여러 상태들 사이에서 매우 빠른 천이가 있을 것이고, 그 결과 매우 넓은 주파수 스펙트럼이 정보를 보내기 위하여 필요하다. 간소화를 위해 단일 필터가 보여지고 있지만 실제로는 두 개의 필터가 있다. I와 Q 채널에 각각 하나씩 말이다. 이것은 반송파상에 놓여질 수 있는 스펙트럼이 조밀하고 효율적인 신호를 생성한다.

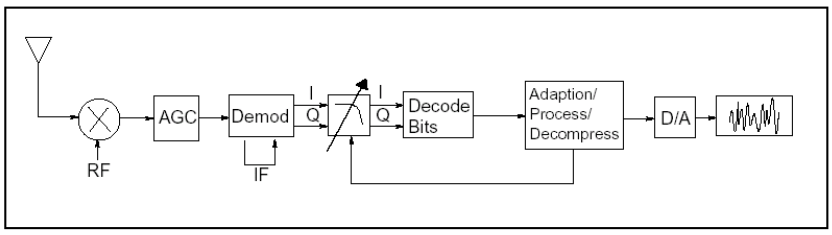
채널 부호기로부터의 출력은 변조기로 피드백 된다. 라디오에 독립적인 I와 Q 성분이 있기 때문에, 정보의 반은 I상에 보내지고 나머지 반은 Q상에 보내진다. 이것은 디지털 라디오가 디지털 신호의 형태를 잘 다루는 한가지 이유이다. I와 Q 성분은 구별된다.

송신기의 나머지 부분은 일반적인 RF 송신기 또는 극초단파 송신기/수신기 쌍과 닮았다. 신호는 더 높은 중간 주파수(IF)로 변환되고 더 나아가서 더 높은 라디오 주파수(RF)로 변환된다. Up conversion에 의해 생성된 쓸데없는 신호는 필터에서 떨어져 나간다.

7.2 디지털 통신 수신기

수신기는 송신기와 비슷하지만 거꾸로 되어 있다. 이것은 설계가 좀 더 복잡하다. 들어오는 (RF) 신호는 먼저 (IF로) down conversion 되고 복조 된다. 신호를 복조하는 능력은 대기의 잡음, competing 신호, 다중 경로나 페이딩과 같은 요소에 의해 방해를 받는다.

Figure 34.
A Digital Receiver



일반적으로, 복조는 다음 단계들을 수반한다.

1. 반송파 주파수 복원(carrier lock)
2. 심볼 클럭 복원(symbol lock)
3. I와 Q 성분으로의 신호 분해
4. 각 심볼에 대한 I와 Q 값의 결정(“slicing”)
5. Decoding과 de-interleaving
6. Original bit stream의 확장
7. 필요시 디지털-아날로그 변환

그런데, 많은 시스템에서, 신호는 디지털 단계에 머무른다. 그것은 오디오처럼 연속적인 아날로그 신호의 의미에서 결코 아날로그가 아니다. 송신기와 수신기 사이의 주요 차이점은 반송파와 클럭(또는 심볼) 복원의 문제이다.

심볼 클럭 주파수와 위상(또는 타이밍) 모두는 비트를 성공적으로 복조하고 송신된 정보를 복원하기 위하여 수신기에서 조정되어야 한다. 심볼 클럭은 주파수는 맞아도 잘못된 위상에 있을 수 있다. 만약 심볼 클럭이 심볼 자신보다는 오히려 심볼 간 천이에 조정된다면, 복조는 성공적이지 못하게 된다.

심볼 클럭은 대게 주파수에 고정된다. 그리고 이 주파수는 송신기와 수신기 둘 모두에 의해 정확하게 알려진다. 어려운 것은 위상과 타이밍에서 조정된 것들을 얻는 것이다. 여기에는 다양한 기술이 있는데 대부분의 시스템은 두가지 이상을 사용한다. 만약 변조하는 동안 신

호 진폭이 변한다면, 수신기는 변화를 측정할 수 있다. 송신기는 수신기의 클럭을 다루기 위해 10101010101010과 같은 특정한 동기화 신호나 미리 계산된 비트열을 보낼 수 있다. Pulsed carrier를 갖는 시스템에서는 시스템 클럭은 반송파의 전력 turn-on에 할당 될 수 있다.

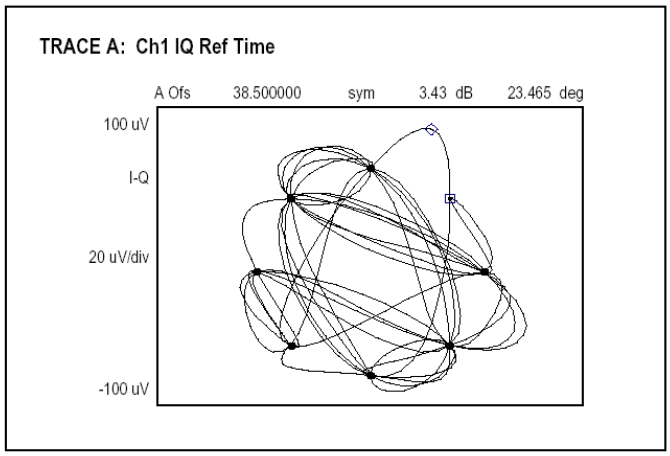
8. 디지털 RF 통신 시스템에서의 측정

주파수, 위상, 타이밍, 변조에서 interference-free, 다중 사용자 통신 시스템을 위해 복잡한 trade-off가 만들어진다. 괜찮은 trade-off를 만들기 위한 디지털 RF 통신 시스템에서 파라미터를 정확하게 측정하는 것은 필수적이다. 측정은 변조기와 복조기를 분석하는 것, 전송된 신호 품질을 특성화하는 것, 높은 BER의 원인을 알아내는 것, 새로운 변조 형식을 연구하는 것 등을 포함한다. 디지털 RF 통신 시스템 상의 측정은 일반적으로 네 가지 카테고리로 떨어진다. 이것은 전력, 주파수, 타이밍, 변조정확도이다.

8.1 전력 측정

전력 측정은 반송파 전력, 증폭기 이득, 필터와 감쇄기의 삽입손실과 연관된 측정을 포함한다. 디지털 변조에 사용된 신호는 잡음과 같은 것이다. 대역-전력 측정(주파수의 특정 대역에 걸쳐 집중된 전력)이나 전력 스펙트럼 밀도(PSD) 측정은 종종 이루어진다. PSD 측정은 특정 대역폭, 일반적으로 1Hz에 전력을 정규화한다.

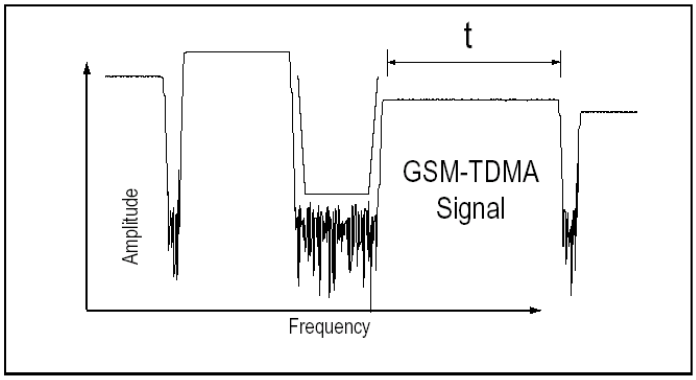
Figure 35.
Power Measurement



8.1.1 이웃채널전력

이웃채널전력은 근처 채널에서 다른 사용자에게 영향을 주는 한 사용자에 의하여 생성된 간섭의 측정이다. 이 테스트는 이웃 채널에 의도된 통신 채널을 파괴하는 디지털로 변조된 RF 신호의 에너지를 측정한다. 측정 결과는 총 송신된 전력 대 이웃채널에 측정된 전력의 비(dB 단위)이다. 유사한 측정은 의도된 통신 채널로부터 떨어진 같은 비의 두 채널을 검토하는 대체 채널 전력이다.

Figure 36.
Power and Timing
Measurements



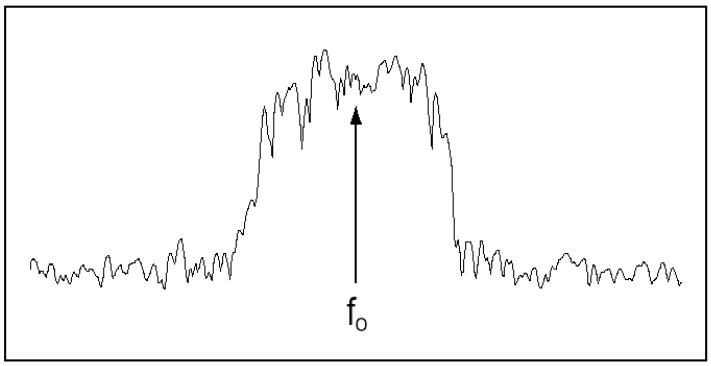
Pulsed system(TDMA와 같은)에 대해, 전력 측정은 시간 성분을 가지며, 주파수 성분 또한 가질지 모른다. Burst power profile(power versus time) 또는 turn-on과 turn-off times는 측정될 것이다. 또 다른 측정은 반송파가 on이거나 많은 on/off cycle에 걸쳐 평균 될 때의 평균 전력이다.

8.2 주파수 측정

주파수 측정은 순음(비협화음이 아닌) 보다 다른 요소가 고려되어야만 하기 때문에 디지털 시스템에서 더욱 복잡하다.

점유대역폭은 중요한 측정항목 이다. 이것은 오퍼레이터가 할당된 대역폭 내에서 머물러 있다는 것을 확실하게 한다. 또한 이웃 채널 전력은 근처 채널에서 한 사용자가 다른 사용자에게로의 영향을 검출하는데 사용된다.

Figure 37.
Frequency
Measurements



8.2.1 점유 대역폭

점유대역폭(BW)은 얼마나 많은 주파수 스펙트럼이 본(本) 신호에 의해 덮혀 졌는가를 측정한다. 단위는 Hz이고 점유 대역폭의 측정은 일반적으로 전력 퍼센트 또는 비율을 함축하고 있다. 전형적으로, 측정되는 신호에서 총 전력의 일부는 조건으로서 지정된다. 사용되는 일반적인 퍼센트는 99%이다. 전력 대 주파수의 측정은(integrated band power와 같은) 지정된 퍼센트에 도달하기 위해 전력이 더해지곤 한다. 예를 들어, 혹자는 이 신호에서 전력의 99%는 30kHz 의 대역폭 안에 포함 된다고 말할 것이다. 또한 만약 요구된 전력비가 99%로 알고 있다면 이 신호의 점유 대역폭은 30kHz 이다라고 말할 수 있다.

일반적인 점유 대역폭은 심볼레이트와 필터링에 의존하여 크게 변화한다. 그 값은 NADC π/4 DQPSK 신호에 대하여 약 30kHz이고 0.3GMSK 신호에 대해 약 350kHz이다. 디지털 비디오 신호에 대한 점유대역폭은 일반적으로 6에서 8MHz이다.

간단한 주파수-카운터-측정 기술은 종종 정확하지 않거나 중심 주파수를 측정하는데 충분하지 않다. 반송파 “centroid”는 변조된 신호에 대한 주파수 대 PSD 분포의 중심을 계산할 수 있다.

8.3 타이밍 측정

타이밍 측정은 pulsed 또는 burst 시스템에서 종종 이루어진다. 측정은 pulse repetition intervals, on-time, off-time, duty cycle 그리고 bit errors 사이의 시간 등을 포함한다. 또한 turn-on과 turn-off time은 전력 측정을 수반한다.

8.4 변조 정확도

변조 정확도 측정은 constellation 상태나 신호 궤적이 이상적인 신호 궤적과 상대적으로 얼마나 가까운지를 측정하는 문제를 수반한다. 수신된 신호는 복조되고 기준 신호와 비교된다. 주 신호가 차감되고 남는 것은 그 차, 즉 나머지이다. 변조 정확도는 오차 측정이다.

변조 정확도 측정은 대게 신호의 정확한 변조와 (수학적으로 생성된) ideal, 즉 “reference” 신호와 함께 복조된 신호의 비교 문제를 수반한다. 두 가지 사이의 차이점이 변조 오차이고 그것은 Error Vector Magnitude(EVM), 크기 오차, 위상 오차, I-오차, Q-오차를 포함하는 다양한 방식에서 표현될 수 있다. 기준 신호는 복조된 신호로부터 차감되고 나머지 오차 신호가 남는다. 이러한 오차 측정은 트러블슈팅에 매우 유용하다. 일단 기준 신호가 빼지고 나면, 변조 스스로에 의해 제거되었거나 가리어졌을 작은 오차들을 보는 것이 더욱 쉬워진다. 오차신호는 그 자체로 시간 영역에서 또는 (그것은 벡터량이기 때문에) I/Q, 또는 크기/위상 성분의 형태로 많은 방법에서 시험될 수 있다. 또한 주파수 변환이 수행될 수 있고 오차 신호의 스펙트럼 구성이 보여질 수 있다.

8.5 Error Vector Magnitude의 이해

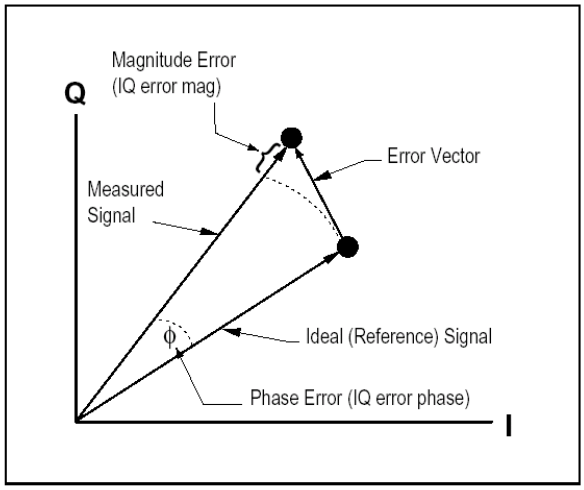
먼저 벡터 변조의 기본지식을 상기해보자. 디지털 비트는 반송파의 크기와 위상을 변화시킴으로써 RF 반송파 상에서 전송된다. 각각의 심볼-클럭 천이마다, 반송파는 I/Q 평면상에 몇몇 특정 위치 중 어떤 하나를 차지한다. 각각의 위치는 특정한 데이터 심볼(이것은 하나 이상의 데이터 비트를 구성한다.)을 암호화 한다. Constellation diagram은 심볼 당 전송된 n bit로 주어진 2^n이 되어야 하는 모든 허용된 심볼에 대한 유효 위치를 나타낸다. 들어오는 데이터를 복조하기 위해, 각각의 클럭 천이에 대해 수신된 신호의 크기와 위상은 정확하게 결정되어야 한다.

Constellation diagram의 레이아웃과 그것의 이상적인 심볼 위치는 일반적으로 선택된 변조 형식(BPSK, 16QAM, π/4 DQPSK 등)에 의해 결정된다. 하나의 심볼 위치에서 다른 위치까지 신호에 의해 주어진 궤적은 특정한 시스템 수행의 함수이지만, 그럼에도 불구하고 쉽게 계산된다.

어떤 순간에서도, 신호의 크기와 위상은 측정될 수 있다. 이 값들은 실제의, 즉 "측정된" phasor를 특징짓는다. 같은 시간에 상응하는 ideal, 즉 "reference" phasor는 송신된 데이터 스트림의 주어진 정보, 심볼-클럭 타이밍, 기저대역 필터링 파라미터 등을 계산할 수 있다. 이러한 두 phasor 사이의 차이점은 EVM 측정을 위한 기본을 형성한다.

그림 38은 EVM과 몇 가지 연관된 항(項)들을 정의한다. 보여진 것처럼, EVM은 두개의 phasor end point 사이의 scalar 간격이다(예를 들어, 차(差) vector의 크기). 명시된 또 다른 방법으로, 그것은 신호의 ideal version이 없어진 이후에 남아있는 오차 잡음과 왜곡이다.

Figure 38.
EVM and Related Quantities



NADC-TDMA(IS-54) 표준에서, EVM은 심볼에서 신호 전압의 퍼센티지로 정의된다. π/4 DQPSK 변조형식에서는 비록 이것이 모든 형식에서는 사실이 아닐지라도 이 심볼들 모두는 똑 같은 전압레벨을 갖는다. IS-54는 명백하게 EVM을 정의하는 유일한 표준이어서 EVM은 다른 변조 형식에 대해 다르게 정의될 수 있다.

64QAM과 같은 형식에서는, 예를 들어 심볼들은 다양한 전압레벨을 나타낸다. EVM은 모든 심볼의 평균 전압 레벨(평균 신호 레벨에 가까운 값)에 의해 또는 가장 바깥쪽(최고전압)의 네 개의 심볼의 전압에 의해 정의될 수 있다. 오차 벡터가 그 것과 관련된 위상 값을 가지는 동안, 이 각은 일반적으로 랜덤이 되려고 turn out한다. 왜냐하면 그것은 오차 자체(랜덤이거나 아닐지도 모르는 것)와 constellation상의 데이터 심볼의 위치(모든 실제적인 목적을 위해 랜덤인 것) 양쪽 모두의 함수이기 때문이다. 더욱 유용한 각은 실제의 phasor와 이상

적인 phasor사이(I/Q 위상오차)에서(이것은 신호 문제를 트러블슈팅하는데에 유용한 정보를 포함한다) 측정된다. 마찬가지로, I-Q 크기오차는 실제신호와 이상적인 신호사이의 크기 차이를 보여준다. Standard에 명기된 것처럼 EVM은 심볼-클럭 천이의 순간에 오차 값의 root-mean-square(RMS) 값이다. 심볼 사이의 궤적 오차는 무시된다.

8.6 Error vector 측정과 트러블슈팅

Error Vector Magnitude와, 관련된 양의 측정은 적당히 적용될 때 디지털로 변조된 신호의 질을 통찰할 수 있다. 그것들은 또한 한 신호에 있는 degradation의 형태를 정확하게 확인함으로써 드러나지 않은 다른 문제들에 대한 원인을 정확하게 지적할 수 있다. 벡터-변조 신호를 분석하고 트러블슈팅 하기 위해 error-vector-magnitude 측정을 이용한 더욱 자세한 사항에 대해서는 product note 89400-14를 보시오. 휴렛팩커드 문서 번호는 5965-2898E 이다.

EVM 측정은 일반적으로 신속하게 용인되고 있다. 이것은 NADC와 PHS와 같은 중요 시스템 표준에 이미 쓰여졌다.

8.7 Magnitude vs Phase error

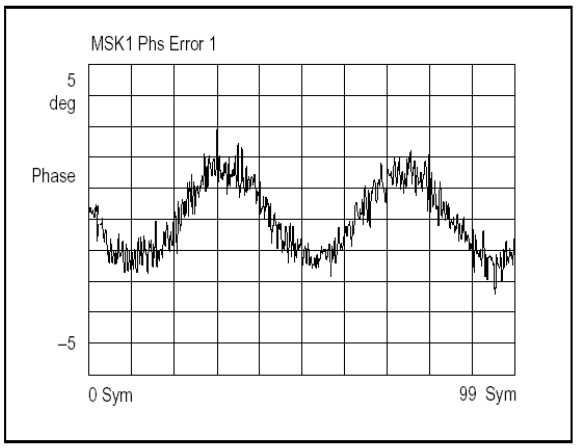
서로 다른 오차 메커니즘은 서로 다른 면(크기, 위상, 또는 동시에 둘 모두)에서 신호에 영향을 준다. 오차 각각의 형태의 상대적인 양을 아는 것은 문제의 특정 형태를 빠르게 확인하거나 배제할 수 있다. 그러므로 첫번째 진단 단계는 크기와 위상 오차 성분(그림 38)을 분석하고 그것들의 상대적인 크기를 비교하는 것이다.

평균위상오차(각도)가 평균크기오차(퍼센트) 보다 대체로 클 때, 몇몇 부류의 원치 않은 위상 변조는 두드러진 오차 형태이다. 이것은 frequency reference, phase-locked loops, 또는 주파수 발생 단계에서 잡음, spurious 또는 cross-coupling 문제에 의해 야기될 수 있다. 오차 AM은 위상각 오차보다 상당히 큰 크기 오차에 의해 증명된다.

8.8 I/Q phase error vs Time

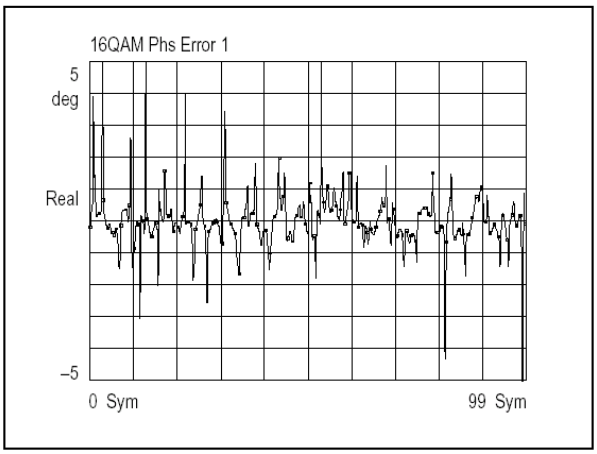
위상 오차는 측정된 신호와 이상적인 기준 신호 사이에서 순간적인 각 차이이다. 시간(또는 심볼)의 함수로써 보았을 때, 그것은 어떤 오차 또는 간섭하는 PM 신호의 변조 파형을 보여준다. 사인파 또는 다른 규칙적인 파형은 간섭하는 신호를 가리킨다. 균일한 잡음은 위상 잡음(random jitter, 오차 PM/FM 등)의 몇몇 형태 중 한 신호이다.

Figure 39.
Incidental (inband) PM sinewave is clearly visible even at only three degrees peak-to-peak.



완벽한 신호는 원점에 대하여 완벽하게 대칭적인 uniform constellation을 가질 것이다. I/Q 불균형은 constellation이 “square” 하지 않을 때, 예를 들어 Q축 높이가 I축 폭과 같지 않을 때 나타난다. Quadrature(직각위상) 오차는 constellation에 “tilt”로 보여진다. 직각위상 오차는 I와 Q 벡터 사이의 위상관계가 정확히 90도가 아닐 때 발생한다.

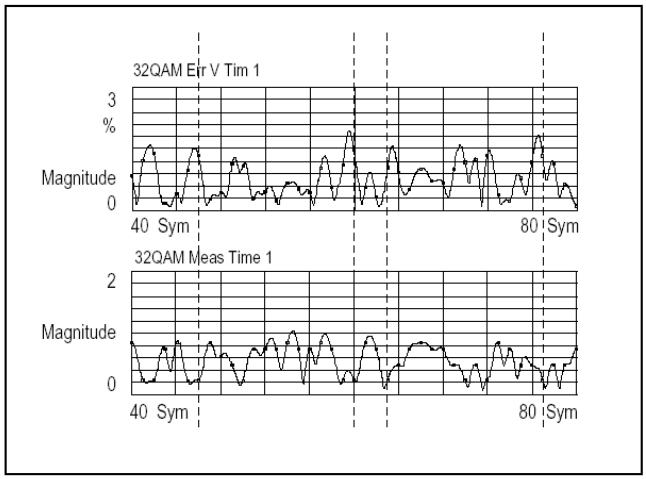
Figure 40.
Phase noise appears random in the time domain.



8.9 Error Vector Magnitude vs Time

EVM은 입력 신호와 내부적으로 발생된 ideal, 즉 reference 와의 차이이다. 심볼 또는 시간의 함수로써 보았을 때, 오차는 peak 또는 zero-crossing과 같은 입력 파형상의 특정 점들에 상관될지도 모른다. EVM은 스칼라(크기만 있는) 값이다. Signal peak와 함께 발생하는 Error peak는 compression 또는 clipping을 나타낸다. Signal minima와 서로 관련 있는 error peak는 zero-crossing nonlinearity를 암시한다.

Figure 41.
EVM peaks on this signal (upper trace) occur every time the signal magnitude (lower trace) approaches zero. This is probably a zero-crossing error in an amplification stage.



Zero-crossing nonlinearity의 한 예는 신호의 양과 음의 반이 개별 트랜지스터에 의해 다루어지는 push-pull amplifier에 있다. 하나의 set가 끊어짐 없이 turning on 하는 것처럼 다른 set가 정확하게 turning off 하여서 증폭기를 정확하게 바이어스하고 안정시키는 것은 상당한 도전이 될 수 있다. 치명적인 순간은 아날로그 설계에서 잘 알려진 zero-crossing 이다. 그것은 또한 zero-crossing error, 왜곡 또는 비선형성으로 알려져 있다.

8.10 Error Spectrum (EVM vs Frequency)

Error spectrum은 EVM 파형의 Fast Fourier Transform(FFT)과 time domain에서 볼 수 없는 세부사항을 볼 수 있는 frequency domain 표현에서의 결과로부터 계산된다. 대부분의 디지털 시스템에서 일정하지 않은 잡음 분포나 이산 신호 peak는 내부적으로 연결된 간섭의 존재를 가리킨다.

Figure 42.
Interference from adjacent (lower) channel causes uneven EVM spectral distribution.

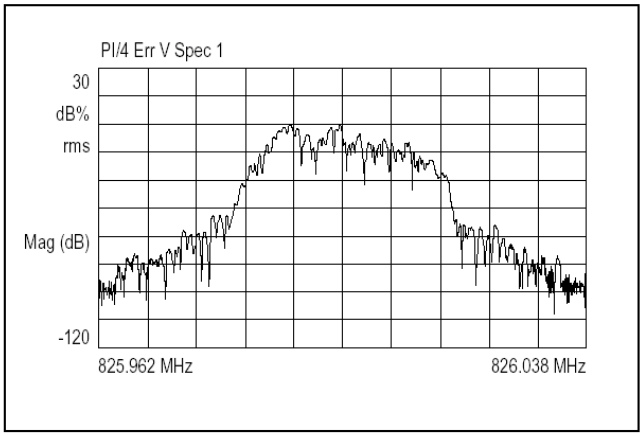
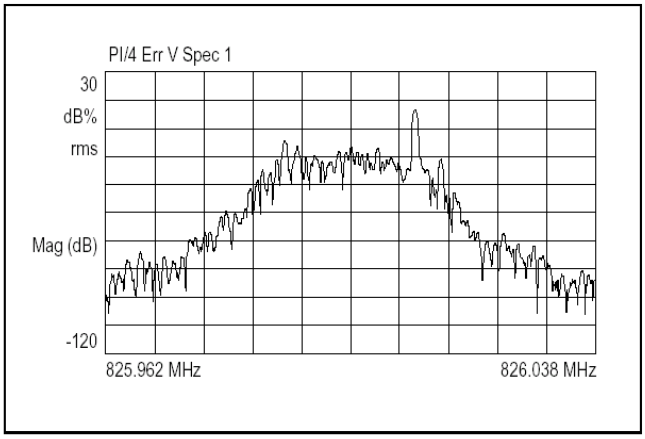


Figure 43. Switching-power-supply interference appears as EVM spur, offset from carrier by 10kHz.



EVM 측정에 대한 더욱 자세한 사항은 product note 89400-14 “Using Error-Vector-Magnitude Measurements to Analyze and Troubleshoot”를 보시오. 휴렛팩커드 문서번호는 5965-2898E이다.

9. 요약

통신 시스템 설계는 대역폭, 전력, 비용의 동시적인 관리를 요한다. 과거에는 전력과 대역폭 효율과 같은 파라미터들을 희생함으로써 저가의 라디오를 만드는 것이 가능하였다.

이 응용노트는 통신 시스템의 기본 원칙을 나타낸다. 이러한 개념을 가지고, 당신은 통신 시스템이 어떻게 동작하는지를 이해할 수 있고 당신의 시스템을 최적화하기 위해 요구되는 trade-off에 관해서 좀 더 견문 있는 결정을 할 수 있을 것이다.

10. Overview of communications systems

	GSM900	NADC	PDC	CDMA
Geography	Europe	North America	Japan	North America, Korea, Japan
Introduction	1992	1992	1993-1994	1995-1997
Frequency Range	935-960 MHz down 890-915 MHz up EGSM 925-960 MHz 880-915 MHz	869-894 MHz down 824-849 MHz up	810-826 MHz down 940-956 MHz up 1777-1801 MHz down 1429-1453 MHz up	824-849 MHz (US) 869-894 MHz (US) 832-834, 843-846, 860-870 MHz (Japan) 887-889, 898-901, 915-925 MHz (Japan)
Data Structure	TDMA	TDMA	TDMA	CDMA
Channel per Frequency	8-16	3-6	3-6	32-64 (Dyn. adapt)
Modulation	0.3 GMSK (1 bit/symbol)	π/4 DQPSK (2 bits/symbol)	π/4 DQPSK (2 bits/symbol)	Mobile: QPSK Base: OQPSK (1 bit/symbol)
Speech CODEC	RELP-LTP 13 Kbits/s	VSELP 8 Kbits/s EFR	VSELP 8 Kbits/s	8 Kbits/s var rate CELP 13 kbit/s var rate CELP
Mobile Output Power	3.7mW to 20W	2.2mW to 6W	.3W to 3W	10nW to 1W
Modulation Data Rate	270.833 Kbits/s (1 bit/symbol)	48.6 Kbits/s (2 bits/symbol)	42 Kbits/s (2 bits/symbol)	9600/14,400 bps data; 1.2288 Mb/s spreading
Filter	0.3 Gaussian	SQRT raised cosine α = .35	SQRT raised cosine α = .50	Chebychev low pass (FIR)
Channel Spacing	200 kHz	30 kHz	50 kHz 25 kHz interleave	1.23 MHz
Number of Channels	124 frequency ch. w/8 timeslots per ch. (1000)	832 frequency ch. w/3 users per ch. (2496)	1600 frequency ch. w/3 users per ch. (4800)	19-20 frequencies
Est # of Subscribers by year 2000	15-20 million	35-40 million (8.9 million 9/92)	5 million	
Source	GSM Standard	IS-54	RCR Spec Std 27B	IS-95 spec
Service	Public Cellular	Public Cellular	Public Cellular	Public Cellular

10. Overview of communications systems

	DCS1800	PHS	DECT	TETRA Trans European Trunked Radio
Geography	Europe	Japan/China	Europe/China	Europe
Introduction	1993	1993 Private office 1995 Public	1993	1995
Frequency Range	1.7-1.9 GHz 1710-1785 MHz down 1805-1880 MHz up	1895-1918 MHz up/down 1.9, 1.93 GHz (China)	1.897-1.913 GHz 1.9, 1.93 GHz (China)	450 MHz < 1 GHz
Data Structure	TDMA	TDMA/TDD	TDMA/TDD	TDMA
Channel per Frequency	8-16	4-8	12	4
Modulation	0.3 GMSK (1 bit/symbol)	π/4 DQPSK (2 bits/symbol)	0.5 GFSK ±202-403 kHz dev (1 bit/symbol)	π/4 DQPSK
Speech CODEC	RELP-LTP 13 Kbits/s	ADPCM 32 Kbits/s	ADPCM 32 Kbits/s	Includes channel & speech coding 7.2 Kbits/s
Mobile Output Power	250mW to 2W	10mW	250mW	
Modulation Data Rate	270.833 Kbits/s	384 Kbits/s	1.152 Mbit/s	19.2 Kb/s
Filter	0.3 Gaussian	SQRT raised cosine α = .50	0.5 Gaussian	α = 0.4 SQRT raised cosine
Channel Spacing	200 kHz	300 kHz	1.728 MHz	25 kHz
Number of Channels	3000-6000		10 carrier frequencies w/12 users per frequency (120)	
Est # of Subscribers by year 2000	4-13 million	6.5-13 million		
Source	prl-ETS 30 176 prETS 300 175-2	RCR spec Std 28 China-First News Release 8/15/96	CI Spec., Part 1, Rev 05.2e China-First News Release 8/15/96	Mobile Europe Magazine 1/92
Service	Personal Communications	Cordless Telephone Personal Communications	Wireless PBX	Trunked system Adj. ch. sel > 60 dB

11. Glossary of terms

ACP	Adjacent Channel Power
ADPCM	Adaptive Digital Pulse Code Modulation
AM	Amplitude Modulation
AMPS	Advanced Mobile Phone System
B-CDMA	Broadband Code Division Multiple Access
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BFSK	Binary Frequency Shift Keying
BW	Bandwidth
CDMA	Code Division Multiple Access
CDPD	Cellular Digital Packet Data
COFDM	Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing
CRC	Cyclic Redundancy Check
CT2	Cordless Telephone - 2
DAB	Digital Audio Broadcast
DCS 1800	Digital Communication System - 1800 MHz
DECT	Digital Enhanced Cordless Telephone
DMCA	Digital MultiChannel Access, similar to iDEN
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying
DSP	Digital Signal Processing
DVB-C	Digital Video Broadcast - Cable
DVB-S	Digital Video Broadcast - Satellite
DVB-T	Digital Video Broadcast - Terrestrial
EGSM	Extended Frequency GSM
ERMES	European Radio Message System
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
EVM	Error Vector Magnitude
FDD	Frequency Division Duplex
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FER	Frame Error Rate
FFSK	Fast Frequency Shift Keying
FFT	Fast Fourier Transform
FLEX	4-level FSK-based paging standard developed by Motorola
FM	Frequency Modulation
FSK	Frequency Shift Keying
GFSK	Gaussian Frequency Shift Keying
Globalstar	Satellite system using 48 low-earth orbiting satellites
GSM	Global System for Mobile Communication
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying
HDTV	High Definition Television
iDEN	integrated Dispatch Enhanced Network (Motorola designed system for dispatch, cellular and conference calling)

11. Glossary of terms (cont'd)

IF	Intermediate Frequency
I/Q	In phase / Quadrature
Iridium	Motorola voice/data 66-satellite system worldwide
ISI	Intersymbol Interference
IS-54	Interim Standard for US Digital Cellular (NADC)
IS-95	Interim Standard for US Code Division Multiple Access
IS-136	Interim Standard for NADC with Digital Control Channels
LMDS	Local Multipoint Distribution System
MFSK	Minimum Frequency Shift Keying
MMDS	Multichannel Multipoint Distribution System
MPSK	Minimum Phase Shift Keying
MSK	Minimum Shift Keying
NADC	North American Digital Cellular system
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OQPSK	Offset Quadrature Phase Shift Keying
PACS	Personal Access Communications Service
PCS	Personal Communications System
PCM	Pulse Code Modulation
PDC	Pacific Digital Cellular System (formerly JDC)
PHS	Personal Handyphone System (formerly PHP)
PRBS	Pseudo-Random Bit Sequence
PSD	Power Spectral Density
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RAM	Wireless data network
RF	Radio Frequency
RMS	Root Mean Square
SQRT	Square Root
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time Division Multiple Access
TETRA	Trans European Trunked Radio
TFTS	Terrestrial Flight Telephone System
VSB	Vestigal Side Band
WLL	Wireless Local Loop

HEWLETT® PACKARD

For more information about Hewlett-Packard test and measurement products, applications, services, and for a current sales office listing, visit our web site, http://www.hp.com/go/tmdir. You can also contact one of the following centers and ask for a test and measurement sales representative.

United States:
Hewlett-Packard Company
Test and Measurement Call Center
P.O. Box 4026
Englewood, CO 80155-4026
1 800 452 4844

Canada:
Hewlett-Packard Canada Ltd.
5150 Spectrum Way
Mississauga, Ontario L4W 5G1
(905) 206 4725

Europe:
Hewlett-Packard
European Marketing Centre
P.O. Box 999
1180 AZ Amstelveen
The Netherlands
(31 20) 547 9900

Japan:
Hewlett-Packard Japan Ltd.
Measurement Assistance Center
9-1, Takakura-Cho, Hachioji-Shi,
Tokyo 192, Japan
Tel: (81) 426-56-7832
Fax: (81) 426-56-7840

Latin America:
Hewlett-Packard
Latin American Region Headquarters
5200 Blue Lagoon Drive, 9th Floor
Miami, Florida 33126, U.S.A.
(305) 267 4245/4220

Australia/New Zealand:
Hewlett-Packard Australia Ltd.
31-41 Joseph Street
Blackburn, Victoria 3130, Australia
1 800 629 485

Asia Pacific:
Hewlett-Packard Asia Pacific Ltd.
17-21/F Shell Tower, Times Square,
1 Matheson Street, Causeway Bay,
Hong Kong
Tel: (852) 2599 7777
Fax: (852) 2506 9285

Printed in U.S.A. 7/97
5965-7160E