

FM 101.0 - 기본 FM의 개요

Lawrence Der, Ph.D., 실리콘 래버러토리스

무선 기술 창시자로 알려진 에드윈 H. 암스트롱(Edwin H. Armstrong)은 1918년 슈퍼헤테로다인(Superheterodyne) 라디오 수신기를 발명하고 1933년 주파수 변조(FM : Frequency Modulation)를 발명했다^[1]. 이 2가지 컨셉은 1912년에 개발된 재생 회로 기법과 함께 오늘날 알려진 무선 주파수 전자학의 기본을 이루고 있다.

미국에서, FM 라디오 방송국은 200kHz의 채널 대역폭으로 88MHz~108MHz의 무선 주파수 사이에서 방송한다. FM 라디오는 1940년에 모노럴(Monaural)로 처음 보급되었으며, 1960년에 FM 스테레오가 도입되었다. 이 글은 MPX(Multiplex) 신호를 비롯하여 스테레오-모노 블렌딩 및 소프트 뮤트(Soft Mute)와 같은 잡음 향상 기법을 설명하면서 FM에 대한 기본적인 설명을 제시하고자 한다.

FM의 기본 원리

주파수 변조(Frequency Modulation)는 아날로그 앵글 변조의 한 형태로, 여기서 일반적으로 메시지 혹은 정보 신호 $m(t)$ 라 불리는 베이스밴드 정보 전달 신호가 반송파(Carrier Wave) 주파수를 변경시킨다. FM 라디오 통신으로 전송되는 오디오 신호는 가장 일반적인 것이다.

그러나, FM 라디오는 유럽에서 RDS(Radio Data System)로 알려져 있으며, 미국에서 RBDS(Radio Broadcast Data System)로 알려진 저대역폭 디지털 정보를 갖춘 디지털 데이터를 전송할 수 있다. FM 신호를 생성하기 위한 가장 간단한 기법은 그림 1에 나타난 바와 같이, 메시지 신호를 VCO(Voltage-

Controlled Oscillator)에 직접 적용하는 것이다.

전압 메시지 신호 $m(t)$ 는 VCO의 제어 전압에 적용되며, 출력 신호 $x_{FM}(t)$ 는 일정한 진폭의 사인 반송파이다. 이 주파수는 제어 전압의 리니어 함수에 이상적이다. 메시지가 없거나 메시지 신호가 제로일 때, 반송파는 중심 주파수(Center Frequency) f_c 에 있다. 메시지 신호가 존재할 때, 출력 신호의 순간적인 주파수는 중심 주파수의 상하로 변경되며 다음과 같이 나타난다.

$$f_i(t) = f_c + K_{VCO}m(t) \dots\dots\dots(1)$$

여기서 K_{VCO} 는 Hz/V 단위로 표시되는 VCO의 전압 대 주파수 이득이며, 기호 $K_{VCO} * m(t)$ 는 순간적인 주파수 편차를 나타낸다. 출력 신호의 순간적인 위상은 식 (2)와 같이 순간 주파수의 적분과 곱셈된 2π 와 동일하다.

$$\theta_i(t) = 2\pi f_c t + 2\pi K_{VCO} \int_0^t m(t) dt \dots\dots\dots(2)$$

여기서 위상의 초기 상태는 간단히 하기 위해 제로로 가정한다. 따라서, FM 출력 신호 $x_{FM}(t)$ 는 다음 방정식과 같이 주어진다.

$$x_{FM}(t) = A_c \cos \left[2\pi f_c t + 2\pi K_{VCO} \int_0^t m(t) dt \right] \dots\dots\dots(3)$$

FM 출력 신호에서 몇 가지 사실을 관찰할 수 있다. 첫째, FM

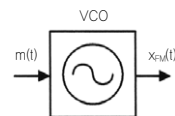


그림 1. VCO로 FM 생성

신호의 진폭은 메시지 신호에 관계없이 일정하며, 1Ω 레지스터에 대해 $A_c^2/2$ 와 동일한 출력 전력으로 일정한 엔벨로프 속성(Envelope Property)을 제공한다. 둘째, 주파수 변조 출력 $x_{FM}(t)$ 는 메시지 신호 $m(t)$ 에 대해 비선형적으로 의존, FM 신호 속성의 분석을 어렵게 만든다. FM 신호 대역폭을 측정하기 위해 싱글 톤 메시지(Single Tone Message) 신호는 식 (4)처럼 사용된다.

$$m(t) = A_m \cos(2\pi f_m t) \dots\dots\dots(4)$$

여기서 A_m 은 메시지 신호의 진폭이며 f_m 은 메시지 신호 주파수이다. 이 메시지 신호를 위의 공식에 대체하면, 우리는 다음과 같은 사실을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} x_{FM}(t) &= A_c \cos\left(2\pi f_c t + \frac{K_{VCO} A_m}{f_m} \sin(2\pi f_m t)\right) \\ &= A_c \cos\left(2\pi f_c t + \frac{\Delta f}{f_m} \sin(2\pi f_m t)\right) \\ x_{FM}(t) &= A_c \cos(2\pi f_c t + \beta \sin(2\pi f_m t)) \dots\dots\dots(5) \end{aligned}$$

기호 $\Delta f = K_{VCO} A_m$ 은 중심 주파수에서 나오는 FM 신호의 피크 주파수 편차를 나타내며 메시지 신호의 진폭과 VCO 이득에 직접적으로 비례한다. 기호 Δf 는 최대 순간적인 주파수 편차로 불린다. 메시지 신호 주파수 f_m 에 대해 주파수 편차 Δf 에 대한 비율은 변조 지수 β 라고 한다.

싱글 톤 메시지 신호에 대해, 출력 스펙트럼에서 상당한 측파대 숫자는 변조 지수 함수이다. 이것은 n^{th} 차 Bessel 함수 조건에서 FM 출력 신호를 처음 기록함으로써 보여질 수 있다.^{[2], [3]}

표 1. 소수점 2자리까지 반올림된 첫 번째의 Bessel 함수

β	J0	J1	J2	J3	J4	J5	J6	J7	J8
0	1								
0.25	0.98	0.12							
0.5	0.94	0.24	0.03						
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02					
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03				
3.0	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01		
4.0	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	
5.0	-0.18	-0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02

$$x_{FM}(t) = A_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos(2\pi(f_c + n f_m)t) \dots\dots(6)$$

푸리에 변환(Fourier Transform)을 이용함으로써 우리는 식 (7)에 나타난 β 함수로 크기 상수를 갖춘 이산 FM 출력 스펙트럼을 볼 수 있다.

$$\begin{aligned} x_{FM}(f) &= \frac{A_c}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) [\delta(f - f_c - n f_m) \\ &\quad + \delta(f + f_c + n f_m)] \dots\dots\dots(7) \end{aligned}$$

FM 측파대의 숫자와 관련된 크기 상수는 표 1과 같이 Bessel 함수표를 이용하여 찾을 수 있다.

$A_c^2/2=1$, $\beta=1$, $f_m=1\text{kHz}$, 그리고 $f_c=100\text{kHz}$ 일 경우, 그 결과는 그림 2와 같이 FM 전압 스펙트럼으로 나타난다.

변조 지수 β 의 핵심 포인트는 FM 신호의 효과적인 측파대(Sideband) 숫자를 결정함으로써 신호 대역폭을 결정하는 것이다. 예를 들어, $\beta=0.25$ 일 경우 하나의 측파대만 필요하며 $\beta=5$ 일 경우 8개의 측파대가 필요하다.

변조 지수에 대한 또 한 가지 중요한 포인트는 다음과 같다. 이것은 고정 주파수 편차를 위해 상당히 많은 것을 변경할 수 있다. 그 이유는 메시지 신호 주파수를 변경할 수 있기 때문이다. 일반적으로, 변조 지수가 증가할 때 측파대 숫자는 증가하며 대역폭도 상승한다. 그러나 메시지 주파수(리플 $\beta = \Delta f/f_m$)의 감소 덕분에 변조 지수 증가는 FM 대역폭을 반드시 증가시키지 않을 수도 있다.

대역폭은 메시지 신호 주파수 f_m 으로 설정된 주파수 공간 세트로 곱셈된 이산 스펙트럼 톤 숫자와 동일하다. 복잡한 메시지

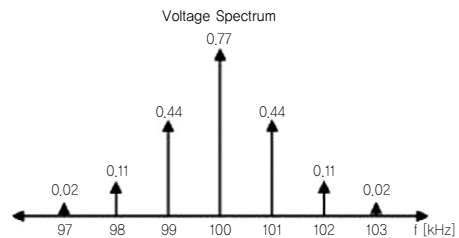


그림 2. $A_c^2/2=1$, $\beta=1$, $f_m=1\text{kHz}$, $f_c=100\text{kHz}$ 일 경우의 FM 전압 스펙트럼

신호의 경우, FM 신호 대역폭은 카슨(Carson)의 법칙 $BW_{FM} \approx 2(\beta+1)f_m$ [2], [3]으로 근접할 수 있다.

실험적인 관계식은 FM 스펙트럼에서 상당한 스펙트럼 톤 숫자가 캐리어를 포함하지 않고도 $\approx 2(\beta+1)$ 임을 나타낸다. 예를 들어 [2], 북미 지역에서 최대 주파수 편차 Δf 는 상업용 FM 방송의 경우 75kHz이다. 오디오의 경우, 최대 메시지 주파수가 15kHz와 동일할 때 $\beta = 75\text{kHz}/15\text{kHz} = 5$ 이며 FM 대역폭은 $BW_{FM} = 2(5+1)15\text{kHz} = 180\text{kHz}$ 이다. 이것은 할당된 200kHz 채널 대역폭과 가깝다.

Bessel 함수가 대역폭에 근접하기 위해 사용되는 경우, $(2 \times 8 + 1)15\text{kHz} = 255\text{kHz}$ 의 대역폭은 달성된다. 실제로, 마지막 몇몇의 사이드 톤은 무시할 정도의 전력에 영향을 미칠 수 있으므로, 약 200kHz로 대역폭을 감소시킨다(-10dBc 미만의 톤이 무시할 수 있을 정도라고 가정한다). 다시 말하면, 이러한 방정식들은 성글 톤 메시지에서 기인된다는 것을 기억하는 것이 중요하다. 이것은 동시에 수많은 다른 주파수를 포함하는 실제 메시지 신호와 많이 다르다. 이 경우, 실제 메시지 신호의 최대 주파수는 f_m 을 위한 근사값으로 사용될 수 있다.

FM 신호에서 메시지 신호를 복구하기 위해 주파수 복조가 실행되어야 한다. 가장 기본적인 주파수 복조기는 주파수 판별기(Frequency Discriminator)로 구성된다. 주파수 판별기는 그림 3에 나타난 바와 같이 엔벨로프 검출기 다음에 오는 미분기이다.

미분기는 다음 방정식에서 보는 것처럼 FM 신호를 AM 신호로 변환시킨다.

$$\frac{dx_{FM}(t)}{dt} = -A_c(2\pi f_c + 2\pi K_{VCO}m(t)) \sin(2\pi f_c t + 2\pi K_{VCO} \int_0^t m(t)dt) \dots\dots\dots (8)$$

따라서 엔벨로프 검출기는 $m(t)$ 를 복구하기 위해 사용될 수 있다. [4] 미분은 FM 복조기에서 사용되는 핵심적인 단계 중 하나

이다. 그러나, 미분의 적당하지 않는 부차적인 결과는 고주파수 잡음을 증폭시키고 복구된 메시지 신호의 전체 SNR(Signal-to-noise Ratio)을 저하시킨다.

이를 보정하기 위해 FM 방송업체들은 고주파수 컨텐츠의 메시지 신호를 증폭시키는 데 FM 전송 전에 프리엠퍼시스(Pre-emphasis) 필터를 삽입시킨다. 모든 FM 수신기는 FM 수신기 다음에 오는 동등한 디엠퍼시스(De-emphasis) 필터를 통합하여 고주파수 잡음과 간섭을 감쇄시키고 균일한 메시지 신호 주파수 반응을 복구시킨다.

그림 4는 프리엠퍼시스 필터 $H_{pe}(f)$ 를 갖춘 FM 트랜스미터와 디엠퍼시스 필터 $H_{de}(f)$ 를 갖춘 FM 수신기의 블록 다이어그램을 보여준다.

프리엠퍼시스 필터는 다음과 같이 고역(high-pass) 특성 전송 함수를 가진다.

$$H_{pe}(f) = 1 + j2\pi f\tau_x \dots\dots\dots (9)$$

그리고 디엠퍼시스 필터는 다음과 같이 저역 통과(low-pass) 특성 전송 함수를 가진다.

$$H_{de}(f) = \frac{1}{1 + j2\pi f\tau_x} \dots\dots\dots (10)$$

여기서 시간 상수 τ_x 는 프리엠퍼시스/디엠퍼시스 시간 상수이다. 전 세계 다양한 지역에서 사용되고 있는 2개의 시간 상수는 75 μ s(미국을 포함한 지역)과 50 μ s(유럽을 포함한 지역)이다.

프리엠퍼시스 및 디엠퍼시스 없이 모노 신호를 위한 FM 시스템의 SNR은 다음과 같다.

$$SNR_{FM} = 3\beta^2(\beta+1) CNR \dots\dots\dots (11)$$

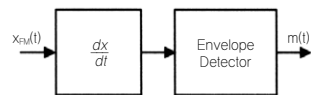


그림 3. 이상적인 주파수 판별기

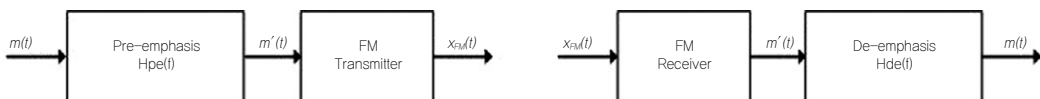


그림 4. FM 시스템에서의 프리엠퍼시스 및 디엠퍼시스

$$SNR_{FM} \approx 3 \left(\frac{B_T}{2W} \right)^3 CNR \dots\dots\dots(12)$$

여기서 B_T 는 FM 전송 대역폭($=BW_{FM}$)이고, W 는 메시지 신호 대역폭($\approx f_m$)이며 CNR 은 $A_c^2/2B_TN_o$ 와 동일한 전송파 대 잡음비로 여기서 $N_o/2$ 는 백색의 2개 측 전력 스펙트럼 밀도^[2]이다.

위의 SNR 방정식은 메시지 신호 품질(SNR)과 FM 전송 대역폭 사이에 존재하는 트레이드 오프를 설명한다. 200kHz의 FM 전송 대역폭과 15kHz($\beta \approx 5.67$)의 메시지 신호 대역폭 때문에 FM 수신기의 출력에서 SNR이 CNR 이상의 FM 이득 27dB을 갖는다고 예측하는 것은 합당하다.

그러나, 위의 SNR 방정식은 대규모 CNR에만 유효하다. FM 판별기의 입력에서 CNR이 감소될 때, 이것은 충격 잡음을 생성한다. 그 결과 클릭 및 크랙클링(Clicks and Crackling) 현상이 나타난다.

충격 잡음의 시작은 FM 수신기가 임계치 효과로 알려진 잡음 임계 영역으로 막 진입했음을 알려준다. FM 임계는 FM을 향상시키는 최소 CNR로 정의된다. FM 향상은 FM SNR에 대해 주어진 이론상의 방정식에서 크게 벗어나지 않는다^[2]. 프리앰퍼시스와 디앰퍼시스 필터의 사용은 고주파수 잡음을 감쇄시킴으로써 FM 시스템의 SNR을 향상시키는 한 가지 방법이다. 프리앰퍼시스 및 디앰퍼시스 필터를 사용한 FM 수신기의 출력 SNR에서 실제 향상 계수 I 는 다음과 같다.

$$I = \frac{\left(\frac{W}{f_x} \right)^3}{3 \left[\left(\frac{W}{f_x} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{W}{f_x} \right) \right]} \dots\dots\dots(13)$$

여기서 $f_x=1/2\pi\tau_x$ 는 프리앰퍼시스 및 디앰퍼시스 필터의 3-dB 코너 주파수이다^[2]. 2.1kHz의 3-dB 코너 주파수 및 15kHz의 메시지 신호 대역폭으로, 13dB의 향상 계수는 프리앰퍼시스 및 디앰퍼시스 필터에서 얻을 수 있다. 이 향상 계수는 FM 판별기의 입력에서 대규모 CNR을 가정하기도 한다.

따라서, FM 이득과 프리앰퍼시스 및 디앰퍼시스 필터링에서 임계값 이상의 모노 신호를 위한 전체 SNR 향상은 $\approx 27dB + 13dB = 40dB$ 이며, 200kHz의 FM 전송 대역폭, 15kHz의 메시

지 신호 대역폭, 2.1kHz($\tau_x=75\mu s$)의 3-dB 프리앰퍼시스 및 디앰퍼시스 코너 주파수를 추정한다. 결과 해석 시 주의해야 한다. 그 이유는 방정식이 0dB의 전송파 대 잡음비로 40dB의 FM SNR을 달성할 가능성이 높다는 것을 나타내기 때문이다.

일반적으로, 표준 FM 복조기가 위의 결과를 무효로 만드는 12dB CNR^[5]에서 임계값을 보이므로 이것은 그 사례에 해당하지 않을 것이다. 게다가 스테레오 신호를 위한 SNR 향상은 임계값 이상^[5]의 CNR을 위한 17dB 이상의 CNR[dB]이다. 다음 방정식은 FM을 위한 오디오 SNR 향상을 포괄하고 있다.

$$SNR_{MONO} = 40 + CNR [dB] \dots\dots\dots(14)$$

$$SNR_{STEREO} = 17 + CNR [dB] \dots\dots\dots(15)$$

이 때 CNR은 임계값을 넘는다.^[5]

스테레오 FM 멀티플렉스 신호

1961년 이전에 오디오 신호의 모노럴 방송은 AM, FM, TV를 위한 표준이었다. 그 당시의 FM 방송은, 배경음악과 기타 서비스를 사무실과 상점에 제공하는 주요 모노포닉(Monophonic) 채널로 멀티플렉스된 SCA(Subsidiary Communications Authorization) 서비스도 포함되었다. 1961년, FCC는 스테레오 음향(Stereophonic Sound) 전송을 승인했으며 이것은 멀티플렉싱 신호라는 아이디어로 확장되어 스테레오 오디오가 탄생했다.

스테레오 멀티플렉스 신호의 핵심적인 요구조건 중 하나는 FM 모노포닉 수신기의 기존 베이스와 백워드 호환되는 것이었다. 이 목표를 달성하기 위해, MPX(Multiplex) 신호의 0~15kHz 베이스밴드 부분은 모노포닉 수신을 위해 좌(L), 우(R) 채널 정보(L+R)를 포함해야 했다. 스테레오 음질은 23~53kHz 대역폭 스펙트럼 영역에서 억제된 38kHz 서브캐리어에 (L-R) 정보를 진폭 변조함으로써 획득할 수 있다. 19kHz 파일럿 톤은 FM 스테레오 수신기가 스테레오 좌, 우 채널을 검출하고 디코드할 수 있도록 멀티플렉스 신호에 추가된다. 콤포지트 베이스밴드 신호 포맷은 FM 모노 수신기에 필요한 백워드 호환성을 준수하면서 좌, 우 스테레오 채널 출력을 디코드할 수 있는 FM 스테

레오 수신기를 위해 충분한 정보를 동시에 제공한다.

오늘날의 MPX 신호는 RDS 및 RBDS 신호¹⁶⁾를 전송하는 57kHz 서브 캐리어를 포함한다. 그림 5는 현대식 MPX 베이스 밴드 신호의 스펙트럼을 나타낸다.

이전 섹션에서 보여진 산술적인 분석은 메시지 신호 $m(t)$ 가 싱글-톤 사인 신호라는 것을 가정한다. 실제로, 오늘날의 FM 방송에서 사용되는 메시지 신호는 그림 5에 나타난 것과 유사한 대역폭 스펙트럼의 MPX 신호이다.

FCC는 스테레오 전송을 위해 100% 변조의 변조 제한(75kHz의 순간적인 주파수 편차는 100% 변조와 상응한다)과, 일정 조건 하에서 SCA 멀티플렉스 서브캐리어를 위한 최대 110% 변조를 설정했다. 그림 6은 일반적인 MPX 메시지 신호에 있는 다양한 신호를 위한 변조 레벨의 분석 사례를 보여준다.

그림 6의 MPX 신호를 위한 전체 변조 레벨은 상관관계를 가

정하지 않고 서브 채널 각각의 산술적 합계로 102.67% 변조나 77.0025kHz의 피크 주파수 편차를 제공한다. 마지막 세션에서, 주파수 편차는 $\Delta f = K_{VCO} A_m$ 이므로 상수 K_{VCO} 에 의해 메시지 신호 크기와 관련이 있다. 따라서 고정형 K_{VCO} 의 경우, MPX 메시지 신호 내의 모든 서브채널 신호 크기는 적당한 전체 주파수 편차를 제공하도록 조절되어야 한다.

그림 7은 MPX 신호를 생성하기 위해 사용되는 MPX 인코더의 개념적 블록 다이어그램을 보여준다. $L(t)$ 와 $R(t)$ 는 좌, 우 채널에서 시간 영역의 파형을 나타내며, $RDS(t)$ 는 RDS/RBDS 신호의 시간 영역 파형을 나타낸다. MPX 메시지 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$m(t) = C_0[L(t) + R(t)] + C_1 \cos(2\pi * 19kHz * t) + C_2[RDS(t) \cos(2\pi * 38kHz * t)] + C_3[RDS(t) \sin(2\pi * 38kHz * t)] \dots (16)$$

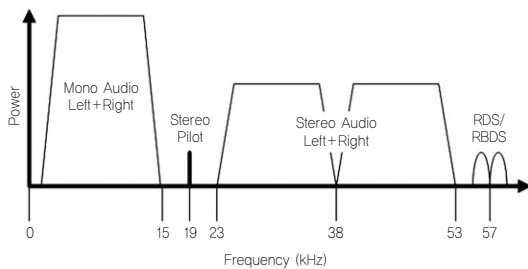


그림 5. MPX 베이스밴드 스펙트럼

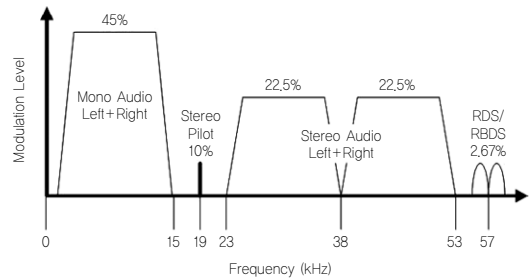


그림 6. 변조 레벨을 보여주는 MPX 스펙트럼

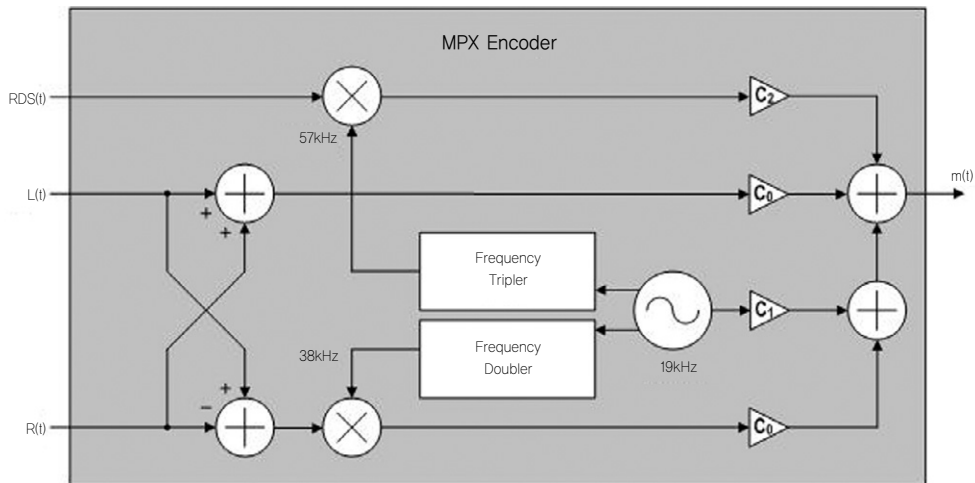


그림 7. MPX 인코더

여기서, C_0 , C_1 , C_2 는 $[L(t) \pm R(t)]$ 신호, 19kHz 파일럿 톤, RDS 서브캐리어 각각의 진폭을 조정하기 위해 사용되는 이득으로, 적절한 변조 레벨을 생성한다.

그림 8은 MPX 메시지 신호 $m(t)$ 에서 좌, 우, RDS 신호를 복구하기 위해 사용되는 MPX 디코더의 개념적 블록 다이어그램을 보여준다. 메시지 신호는 19, 38, 57kHz에서 센터 주파수를 갖춘 3개의 밴드패스(Bandpass) 필터에 적용되며 15kHz의 3-dB 차단 주파수를 갖춘 저역 통과(Low-pass) 필터에 적용된다.

19kHz의 밴드패스 필터는 MPX 메시지 신호에서 19kHz 파일럿 톤을 추출하기 위해 사용되는 High-Q 필터이다. 복구된 파일럿 톤은 2중 주파수 및 3중 주파수로 $(L-R)$ 및 RDS 신호를 각각 복조하기 위해 요구되는 필수적인 LO(Local Oscillator) 신호를 생성한다. $(L+R)$ 및 $(L-R)$ 신호를 가감함으로써 좌, 우 채널의 조절된 버전은 스테레오 음질을 위해 복구된다. RDS는 57kHz LO로 믹싱함으로써 하강하며, 데이터는 신호를 매치 필터에 전송함으로써 복구될 수 있다.

위의 분석은 우수한 스테레오 분리도(Stereo Separation)를 유지하는 데 대한 어려움을 보여준다. 첫째, 모노럴 신호가 디코

더의 입력에 적용될 경우 파일럿 톤, $(L-R)$, RDS 신호는 제로와 동일하다. 그 이유는 이 신호들이 모노럴 신호를 위해 존재하지 않기 때문이다. 디코더의 좌, 우 출력은 동일할 것이며 $(L+R)$ 신호와 동등하다. 따라서 모노 신호를 재생시킨다.

둘째, MPX 메시지 신호의 재생 혹은 좌, 우 채널 복구에서 이득이나 위상 미스매치는 한정된 스테레오 분리도로 이끌어 내며, 따라서 좌측 채널은 일정한 우측 채널 정보를 갖고 우측 채널은 일정한 좌측 채널 정보를 갖는다(채널 분리도 혹은 크로스토크라고도 알려져 있다). 예를 들어, 그림 8에서 디코더의 15kHz 저역 통과 필터가 1% 이득 미스매치를 가질 경우, 스테레오 분리도는 약 -46dB이 될 것이다. 이 사례는 좌, 우 신호 경로가 우수한 스테레오 분리도를 유지하기 위해 진폭과 위상에서 전부 매치되어야 한다는 것을 보여준다. 이것은 인코더 및 디코더 회로가 아날로그 회로로 구현될 경우 다를 수 있다.

잡음 향상 기법

실리콘 래버러토리스의 RDS/RBDS를 갖춘 Si4700 FM과

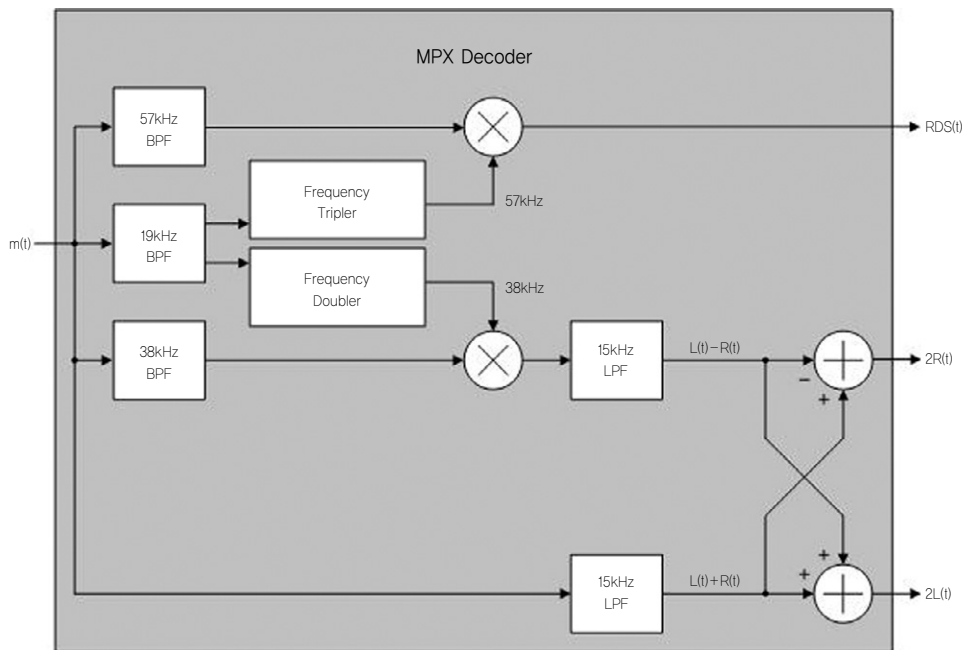


그림 8. MPX 디코더

Si4701 FM처럼 FM 튜너의 최근 구현은 스테레오-모노 블렌딩, 소프트 뮤트와 같은 잡음 항상 기법이 통합되어 FM 라디오의 오디오 음질을 향상시킨다.

그림 9는 일반적인 FM 특성 곡선의 그래프를 보여준다. X축은 RF 신호 레벨을 나타내며 Y축은 최대 출력 레벨에 대해 표준화된 왼쪽 오디오 출력을 나타낸다.

예를 들어, 0dB은 좌측 오디오 출력 신호에 대해 최대 출력 레벨을 보여준다. 좌측 오디오, 우측 오디오, 스테레오 잡음 및 모노 잡음 레벨은 그래프에서 좌표로 나타나 있다. 모든 신호는 좌측 오디오 출력에 대해 관련이 있으며 좌표로 나타나 있다. 이 예에서, RF3과 더 높은 수준의 RF 입력 레벨은 풀 스테레오 모드에서 FM 튜너로 이르게 하며, 그 결과 30dB의 스테레오 분리도(Stereo Separation) 및 55dB의 스테레오 SNR이 된다.

FM 튜너가 이 영역에서 모노 모드로 작동할 경우, 모노 SNR은 60dB이어야 한다. 더 큰 모노 SNR은 53kHz의 대역폭이 필요한 스테레오 MPX 신호와 비교해 15kHz와 같이 더욱 작은 모너널 대역폭에서 나온다.

RF2~RF3 사이의 지역에서 스테레오-모노 블렌딩은 좌우 오디오 신호를 병합함으로써 보여진다. 좌우 오디오 신호가 병합될 때, 스테레오 잡음은 모노 잡음을 병합시키기도 하며 따라서 오디오 신호의 SNR을 효과적으로 증가시킨다. 블렌딩이 구현되지 않을 경우, 스테레오 잡음은 점선으로 된 진한 파란색 선으로 기록될 것이며 오디오 SNR과 RF 감도 레벨은 스테레오-모노 블렌딩을 이용한 FM 튜너보다 훨씬 더 낮을 것이다.

이 사례에서, RF0은 스테레오-모노 블렌딩을 갖춘 FM 튜너

의 감도 레벨을 나타낼 수 있으며 RF1은 스테레오-모노 블렌딩 없이 FM 튜너의 감도 레벨을 나타낼 수 있다. 감도는 오디오 SNR의 일정량을 달성하기 위해 최고의 RF 입력 레벨로 정의된다. 이 가상의 사례에서, 감도는 1dB의 오디오 SNR을 달성하기 위해 필수적인 RF 레벨로 정의된다.

또 FM 튜너에 대해 RF 입력 레벨이 감소될 때, 잡음 레벨은 오디오 출력 레벨의 감소 비율보다 훨씬 더 빠른 속도로 증가한다. 이 예에서 오디오 출력은 최대 출력 레벨로부터 약 6dB까지 하강한다. 그러나 잡음 레벨은 RF 레벨이 감도(RF0) 이하로 하강할 때 최대 오디오 출력 레벨 범위에서 증가할 수 있다. 이 같은 경우, 잡음과 오디오 신호는 동일한 레벨에 있으며 이 레벨은 상대적으로 크게 들릴 수 있다. 그 이유는 최대 오디오 출력 레벨 이하로 6dB이기 때문이다.

약한 RF 지역에서 가청 잡음 레벨을 최소화하는 방법 중 하나는 “소프트 뮤트”로 알려진 기법에서 오디오와 잡음 신호를 함께 감쇄시키는 것이다. 그림 10은 소프트 뮤트를 이용한 FM 특성 곡선을 보여준다. 이 예에서 소프트 뮤트가 구현될 때, 오디오 잡음과 신호는 최대 오디오 출력 레벨 미만의 20dB 레벨로 14dB까지 감쇄되어 가청 잡음을 최소화하고 전반적인 사용감을 증대시킨다.

Si4700/01 FM 튜너

Si4700과 Si4701 FM 튜너는 디지털 로우-IF 아키텍처 및 100% CMOS 공정 기술을 이용한 업계 최초의 무선 튜너 IC 제

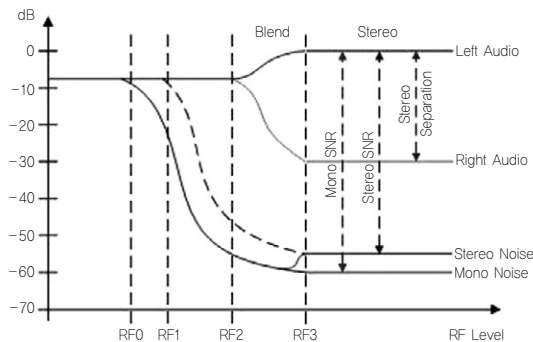


그림 9. FM 특성 곡선

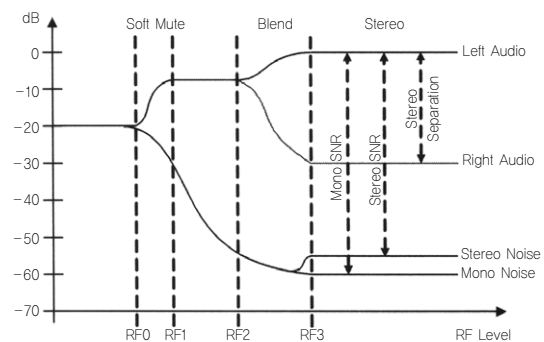


그림 10. 소프트 뮤트의 FM 특성 곡선

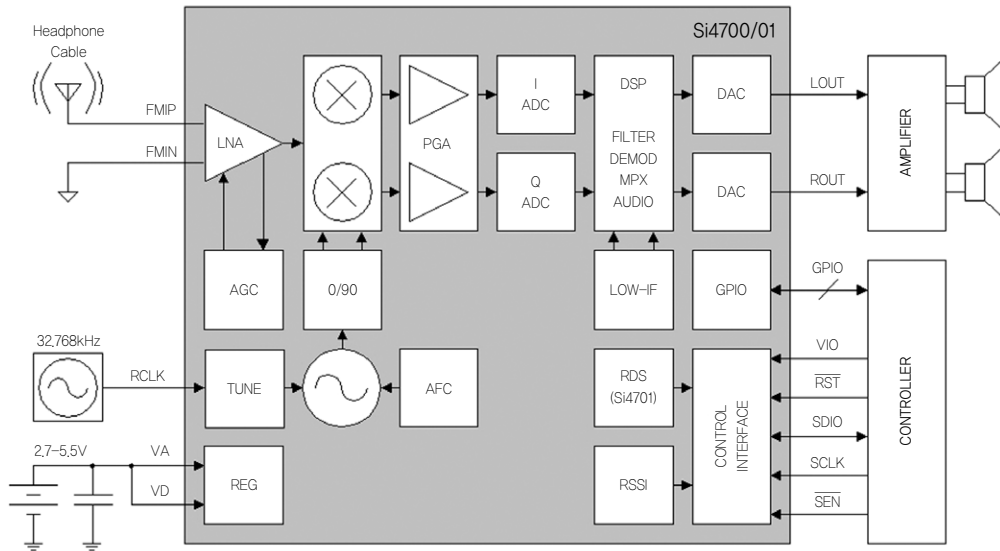


그림 11. Si4700/01 디지털-로우 IF FM 튜너의 블록 다이어그램

품들로, 완벽한 통합 솔루션을 달성했다. 이 솔루션은 단지 하나의 외부 전원 바이패스 커패시터와 보드 공간의 20mm² 미만만 필요로 한다.

그림 11에 Si4700과 Si4701 FM 튜너의 블록 다이어그램을 나 타낸다. 디지털 로우-IF 아키텍처는 아날로그 공정 변화 덕분에 외부 부품 및 팩토리 조정이 필요 없다. DSP는 이 혼합 신호 아키텍처를 통해 기존의 아날로그 아키텍처와 비교했을 때 더욱 우수한 성능을 달성하기 위해 채널 선별, FM 복조, 스테레오 오디오 프로세싱을 수행할 수 있다.

Si4700과 Si4701 FM 튜너는 가능한 프로그램, 스테레오-모노 잡음의 임계값, 소프트 뮤트 파라미터를 포함하여 잡음 개선을 위해 최대 유연성을 가능케 한다. DSP는 신호 수신 조건을 변화시키기 위해 최적의 음질을 제공한다. 이 풍부한 기능 세트와 고집적 및 고성능은 디지털 로우-IF 라디오 아키텍처를 비롯하여 FM 복조, MPX 디코딩 및 잡음 향상 기능의 디지털 구현에 직접적으로 영향을 준다. 설계를 단순화시키고 설계 시간을 단축함으로써 디지털 로우-IF 아키텍처의 고집적성은 단지 하나의 외부 바이패스 커패시터만 보유하여 품질을 향상시키고 제조력을 증대시킨다.

FM 무선은 오늘날 전 세계 미디어 통신에서 가장 보편화된

형태 중 하나이다. 전 세계 청취자들이 FM 라디오를 지속적으로 구매하고 사용하므로 MP3 플레이어 및 휴대폰 등의 휴대형 기기 설계자들은 자신들의 제품에 FM 라디오 성능을 지속적으로 채택하고 있다.

FM 라디오의 기본 원리를 이해하는 것은 기존의 독자적인 라디오를 설계하거나 차세대형 복합 기기로서 고성능 제품을 설계할 때 설계자들에게 도움을 줄 것이다.



참 고 문 헌

- [1] E. H. Armstrong Web Site, <http://users.erols.com/oldradio/>
- [2] S. Haykin, Communication Systems, 3rd Edition, Wiley, 1994
- [3] R. E. Ziemer, W. H. Tranter, Principles of Communications, Systems, Modulation, and Noise, Fourth Edition, Wiley, 1995
- [4] B. Razavi, RF Microelectronics, Prentice Hall, 1998
- [5] J. Kean, "FM Stereo and SCA Systems", National Association of Broadcasters Engineering Handbook, 9th Edition, NAB, 1999, pgs 591 - 608.
- [6] S. A. Wright, "Radio Broadcast Data System (RBDS)", National Association of Broadcasters Engineering Handbook, 9th Edition, NAB, 1999, pgs. 633 - 642.