

원리로 이해하는 통신이론

연습문제 답안 (1~8장)

게시일 : 2015년 5월 11일

- 수식 풀이 과정을 최대한 제시했습니다.
- OX 문제의 답은 밝히되, 고친 답은 공개하지 않았습니다.
- MATLAB 코딩 및 실행 결과는 공개하지 않았습니다.

Chapter 01 연습문제 답안

1.1 (Sol) a

1.2 (Sol) 구리 선은 일종의 저항기로 동작합니다. 도선의 저항은 단면적에 반비례하고 길이에 비례합니다. 그러므로 길이가 길수록 저항 성분이 커져서 신호의 세기가 작아질 수 밖에 없습니다.

1.3 (Sol) [그림 1-5] 및 [그림 1-4] 아래의 설명 참조

1.4 (Sol) 개인별로 다름.

1.5 (Sol) 2013년 9월 현재 다음과 같습니다. (출처: 국내 이동통신 사업자별 주파수할당 현황, 미래전파공학 연구소)

구 분	대역(MHz) (상향/하향)	사업자	할당기간	비 고
800 / 900MHz	819~824(5)/864~869(5)	KT	'12.7.1~'22.6.30	경매할당('11.8)
	824~839(15)/869~884(15)	SKT	'11.7.1~'21.6.30	재할당(10년)
	839~849(10)/884~894(10)	LGU+	'11.7.1~'21.6.30	재할당(10년)
	905~915(10)/950~960(10)	KT	'11.7.1~'21.6.30	재할당(10년)
1.8GHz	1715~1725(10) 및 1730~1735(5) /1810~1830(20)	SKT	'13.8.30~'21.8.29	경매할당('13.8)
	1735~1740(5)/1830~1840(10)	KT	'13.8.30~'21.8.29	경매할당('13.8)
	1745~1755(10)/1840~1850(10)	KT	'11.7.1~'21.6.30	재할당(10년)
	1755~1765(10)/1850~1860(10)	SKT	~'21.12.15	경매할당('11.8)
	1770~1780(10)/1860~1870(10)	LGU+	'11.7.1~'21.6.30	재할당(10년)
2.1GHz	1885~1920(35)	미할당	-	IMT-TDD
	1920~1930(10)/2110~2120(10)	LGU+	'12.8.29~'22.8.28	경매할당('11.8)
	1930~1940(10)/2120~2130(10)	SKT	~'16.12.3	'06.7.28 반납(LGU+)
	1940~1960(20)/2130~2150(20)	SKT	'02.12~'17.11	15년
	1960~1980(20)/2150~2170(20)	KT	'01.12.4~'16.12.3	15년
2.3GHz	2010~2025(15)	미할당	-	IMT-TDD
	2300~2327(27)	SKT	'12.3.30~'19.3.29	WiBro 재할당(7년)
	2330~2360(30)	KT	'12.3.30~'19.3.29	WiBro 재할당(7년)
	2363~2390(27)	미할당	-	하나로텔레콤 반납
2.6GHz	2500~2520(20)/2620~2640(20)	미할당	-	IMT-2000/IMT-Advanced
	2520~2540(20)/2640~2660(20)	LGU+	'13.8.30~'21.8.29	경매할당('13.8)
	2575~2615(40)	미할당	-	제4이통사 신청탈락

1.6 (Sol) 2013년 8월 30일 발표된 주파수 경매 결과는 다음과 같습니다.

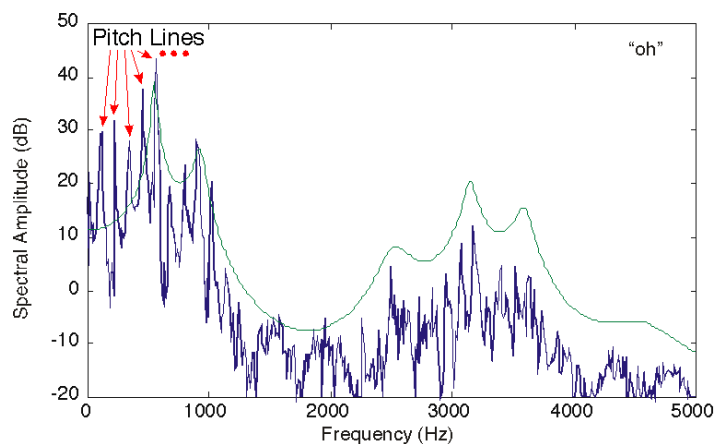
구분	주파수 대역			합계
	2.6GHz 대역 40MHz	1.8GHz대역 35MHz	1.8GHz대역 15MHz	
낙찰자	LGU+	SKT	KT	-
낙찰가	4,788억원	10,500억원	9,001억원	2조 4,289억원

1.7 (Sol) 한국전파진흥협회 정보자료센터 (<http://www.rapa.or.kr:9090/data/frequency.asp>)에서 대한
민국 주파수 분배도표를 구할 수 있습니다.

1.8 (Sol) [출처: 위키피디어]

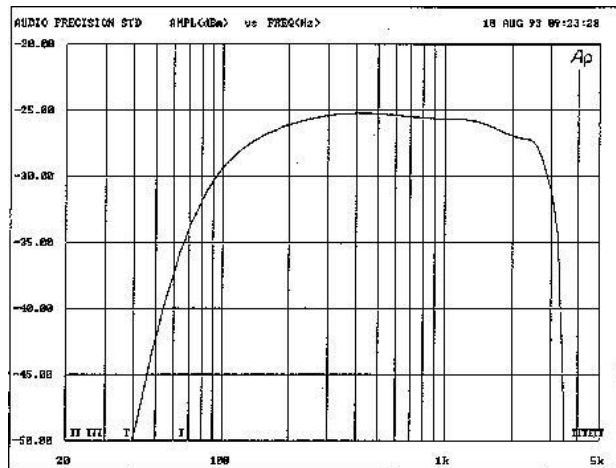
Name	Bandwidth	Applications	Notes
Cat.3	16MHz	10BASE-T and 100BASE-T4 Ethernet	Described in EIA/TIA-568. Unsuitable for speeds above 16 Mbit/s. Now mainly for telephone cables
Cat.4	20MHz	16 Mbit/s Token Ring	Not commonly used
Cat.5	100MHz	100BASE-TX & 1000BASE-T Ethernet	Common in most current LANs
Cat.5e	100MHz	100BASE-TX & 1000BASE-T Ethernet	Enhanced Cat5. Same construction as Cat5, but with better testing standards.
Cat.6	250MHz	10GBASE-T Ethernet	Most commonly installed cable in Finland according to the 2002 standard, SFS-EN 50173-1
Cat.6a	500MHz	10GBASE-T Ethernet	Adds cable shielding. ISO/IEC 11801:2002 Amendment 2.

1.9 (Sol) 음성 신호 스펙트럼의 예



<출처: <http://physics.stackexchange.com/questions/113933/what-does-an-analog-voice-transmission-look-like-in-the-visible-spectrum>>

전화선의 전달함수



<출처: http://www.comrex.com/support/technotes/pots_fixing_bad_lines.html>

Chapter 02 연습문제 답안

2.1 (Sol) c

2.2 (Sol) b

2.3 (Sol) 없음

2.4 (Sol) 없음

2.5 (Sol) b

2.6 (Sol) 없음

2.7

(a) (Sol) 50

(b) (Sol) 25

(c) (Sol) 1/2

(d) (Sol) 50

(e) (Sol) 50

(f) (Sol) $\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt = \frac{\tau}{T}$

2.8

(a) (Sol) $\frac{\sin[\pi(t-2)/2]}{t^2+4} \delta(t-1) = -\frac{1}{5} \delta(t-1)$

(b) (Sol) $\left(\frac{\sin k\omega}{\omega} \right) \delta(\omega) = k \text{Sa}(k\omega) \delta(\omega) = k \delta(\omega)$

(c) (Sol) $\int_{-5}^5 7e^{2t} \cos t \delta(t) dt = \int_{-5}^5 f(t) \delta(t) dt = f(0) = 7$

(d) (Sol) $\int_{-5}^5 7e^{2t} \cos t \delta(t-2) dt = \int_{-5}^5 f(t) \delta(t-2) dt = f(2) = 7e^4 \cos 2$

(e) (Sol) $\int_{-\infty}^{\infty} g(\tau) \delta(t-\tau) d\tau = g(t) * \delta(t) = g(t)$

(f) (Sol) $\int_{-\infty}^{\infty} e^{(x-1)} \cos[\pi(x-5)] \delta(x-3) dx = \int_{-\infty}^{\infty} f(x) \delta(x-3) dx = f(3) = e^2 \cos(-2\pi) = e^2$

2.9

(a) (Sol) 그림은 생략합니다. $E_x(t) = 3.75 [\text{W}]$

(b) (Sol) 그림은 생략합니다. $E_x(t) = 11.25 [\text{W}]$

2.10 (Sol)

임의의 실수 λ 에 대하여 $\int_a^b [\lambda x^*(t) + y^*(t)][\lambda x(t) + y(t)] dt = \lambda^2 A + \lambda(B + B^*) + C$ 라 할 때

$$A = \int_a^b |x(t)|^2 dt \geq 0, \quad B = \int_a^b x^*(t)y(t) dt, \quad C = \int_a^b |y(t)|^2 dt \geq 0 \text{ 가 된다.}$$

그렇다면 $\lambda^2 A + \lambda(B + B^*) + C \geq 0$ 이 성립하고 이는 중근을 제외한 실근이 존재하지 않음을 의미한다. 실근이 존재하지 않기 위한 이차함수의 판별식은 $f(x) = ax^2 + bx + c$ 일 때 $b^2 - 4ac \leq 0$ 이다. 그러므로 $(B + B^*)^2 \leq 4AC$ 를 만족하고 각각의 A, B, C 를 대입하면

$$\left(\int_a^b x^*(t)y(t) dt + \int_a^b x(t)y^*(t) dt \right)^2 \leq 4 \cdot \int_a^b |x(t)|^2 dt \cdot \int_a^b |y(t)|^2 dt \text{ 이며}$$

이는 기본 슈바르츠 부등식의 형태를 만족한다.

2.11

(a) (Sol) 그림은 생략합니다.

(b) (Sol) 그림은 생략합니다.

$$x(t) = \frac{3}{2} e^{jt} + \frac{3}{2} e^{-jt} + \left(\frac{1}{2} e^{\frac{j2\pi}{3}t} \right) e^{jt} + \left(\frac{1}{2} e^{-\frac{j2\pi}{3}t} \right) e^{-jt} = \left(e^{\frac{j2\pi}{3}t} \right) e^{jt} + \left(e^{-\frac{j2\pi}{3}t} \right) e^{-jt}$$

2.12 (Sol)

$$x(t) \approx cf(t), \quad t_1 \leq t \leq t_2$$

$$e(t) = \begin{cases} x(t) - cf(t) & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

■ Energy in the error signal: $E_e = \int_{t_1}^{t_2} e^*(t) e(t) dt = \int_{t_1}^{t_2} |x(t) - cf(t)|^2 dt$ let $c = a + jb$

$$\text{Ref. } |u + v|^2 = (u + v)(u^* + v^*) = |u|^2 + |v|^2 + u^*v + uv^*$$

$$E_e = \int_{t_1}^{t_2} |x(t)|^2 dt - c^* \int_{t_1}^{t_2} x(t) f^*(t) dt - c \int_{t_1}^{t_2} f(t) x^*(t) dt + |c|^2 \int_{t_1}^{t_2} |f(t)|^2 dt$$

■ Criterion: minimize error energy

$$\frac{dE_e}{dc} = \frac{dE_e}{da} + j \frac{dE_e}{db} = 0$$

$$\begin{aligned}
\frac{dE_e}{da} &= -\int_{t_1}^{t_2} x(t) f^*(t) dt - \int_{t_1}^{t_2} f(t) x^*(t) dt + 2a \int_{t_1}^{t_2} |f(t)|^2 dt, \\
\frac{dE_e}{db} &= j \int_{t_1}^{t_2} x(t) f^*(t) dt - j \int_{t_1}^{t_2} f(t) x^*(t) dt + 2b \int_{t_1}^{t_2} |f(t)|^2 dt \\
\therefore \frac{dE_e}{dc} &= -2 \int_{t_1}^{t_2} x(t) f^*(t) dt + 2c \int_{t_1}^{t_2} |f(t)|^2 dt = 0 \\
\therefore c &= \frac{1}{E_f} \int_{t_1}^{t_2} x(t) f^*(t) dt
\end{aligned}$$

2.13 (Sol) $x(t) = 1 + D_2 e^{j4\pi t} + D_{-2} e^{-j4\pi t} + D_4 e^{j8\pi t} + D_{-4} e^{-j8\pi t} + D_6 e^{j12\pi t} + D_{-6} e^{-j12\pi t} = 1 + \sum_{\substack{n=-3 \\ n \neq 0}}^3 \frac{1}{2|n|} e^{j4\pi nt}$

2.14 (Sol)

(a) 삼각 푸리에 급수 $x(t) = \sin(2\pi t) - \sin(4\pi t)$

그러므로 $a_0 = 0$, $a_n = 0$, $b_1 = 1, b_2 = -1$ $n \neq 1, 2$ 의 경우 $b_n = 0$ 입니다.

지수 푸리에 급수 $x(t) = \frac{1}{2j} (e^{j2\pi t} - e^{-j2\pi t} - e^{j4\pi t} + e^{-j4\pi t})$

(b) 삼각 푸리에 급수

$$x(t) = -t/T, \quad \omega_0 = \frac{2\pi}{T} = \frac{\pi}{T}, \quad a_0 = \frac{-1}{2T} \int_{-T}^T t dt = -\frac{1}{2T} \frac{t^2}{2} \Big|_{-T}^T = 0$$

$$\begin{aligned}
a_n &= \frac{-1}{T^2} \int_{-T}^T t \cos(n\omega_0 t) dt = -\frac{1}{T^2} \left[\frac{1}{(n\omega_0)^2} \cos(n\omega_0 t) + \frac{t}{n\omega_0} \sin(n\omega_0 t) \right]_{-T}^T \\
&= -\frac{1}{T^2} \left[\frac{1}{(n\omega_0)^2} \cos(n\omega_0 T) + \frac{T}{n\omega_0} \sin(n\omega_0 T) - \frac{1}{(n\omega_0)^2} \cos(n\omega_0 T) - \frac{T}{n\omega_0} \sin(n\omega_0 T) \right] \\
&= 0
\end{aligned}$$

$-t \cos(n\omega_0 T)$ 는 기함수이므로 이것의 적분은 0입니다.

$$\begin{aligned}
b_n &= \frac{-1}{T^2} \int_{-T}^T t \sin(n\omega_0 t) dt = -\frac{1}{T^2} \left[\frac{1}{(n\omega_0)^2} \sin(n\omega_0 t) - \frac{t}{n\omega_0} \cos(n\omega_0 t) \right]_{-T}^T \\
&= -\frac{1}{T^2} \left[\frac{1}{(n\omega_0)^2} \sin(n\omega_0 T) - \frac{T}{n\omega_0} \cos(n\omega_0 T) + \frac{1}{(n\omega_0)^2} \sin(n\omega_0 T) - \frac{T}{n\omega_0} \cos(n\omega_0 T) \right] \\
&= -\frac{1}{T^2} \left[\frac{2}{(n\pi/T)^2} \sin(n\pi) - \frac{2T}{n\pi/T} \cos(n\pi) \right] \\
&= \left[\frac{2(-1)^n}{n\pi} \right]
\end{aligned}$$

지수 푸리에 급수

$$\begin{aligned}
D_n &= \frac{-1}{2T^2} \int_{-T}^T t e^{-jn\omega_0 t} dt = \frac{-1}{2T^2} \left[\frac{t e^{-jn\omega_0 t}}{-jn\omega_0} \Big|_{-T}^T + \int_{-T}^T \frac{e^{-jn\omega_0 t}}{jn\omega_0} dt \right] = \frac{-1}{2T^2} \left[\frac{T e^{-jn\omega_0 T} + T e^{jn\omega_0 T}}{-jn\omega_0} + \frac{e^{-jn\omega_0 T} - e^{jn\omega_0 T}}{(n\omega_0)^2} \right] \\
&= -\frac{1}{2T^2} \left[\frac{2T \cos n\omega_0 T}{-jn\omega_0} + \frac{-j2 \sin n\omega_0 T}{(n\omega_0)^2} \right] = \frac{(-1)^n}{jn\pi}
\end{aligned}$$

(c) 삼각 푸리에 급수

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T} = 1, \quad a_0 = \frac{1}{T} \left[-\int_{-\pi}^0 1 dt + \int_0^{\pi} 1 dt \right] = 0$$

$a_n = \frac{1}{\pi} \left[\int_{-\pi}^0 -\cos(nt) dt + \int_0^{\pi} \cos(nt) dt \right] = 0$ a_n 의 계산에서 $x(t) \cos nt$ 는 기함수이므로 이것의 적분은 0입니다.

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{1}{\pi} \left[\int_{-\pi}^0 -\sin(nt) dt + \int_0^{\pi} \sin(nt) dt \right] = \frac{1}{\pi} \left[\frac{\cos nt}{n} \Big|_{-\pi}^0 - \frac{\cos nt}{n} \Big|_0^{\pi} \right] \\ &= \frac{2}{\pi} \left[\frac{1 - (-1)^n}{n} \right] \end{aligned}$$

지수 푸리에 급수

$$\begin{aligned} D_n &= \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\pi}^0 -e^{-jnt} dt + \int_0^{\pi} e^{-jnt} dt \right] = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{e^{-jnt}}{jn} \Big|_{-\pi}^0 + \frac{-e^{-jnt}}{jn} \Big|_0^{\pi} \right] = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{1 - e^{jn\pi}}{jn} + \frac{-e^{-jn\pi} + 1}{jn} \right] \\ &= \frac{1}{\pi} \left[\frac{1 - \cos(n\pi)}{jn} \right] = \frac{1 - (-1)^n}{jn\pi} \end{aligned}$$

(d) 삼각 푸리에 급수

$$\omega_0 = 2\pi / T = 2\pi, \quad x(t) = \cos \pi t, \quad a_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) dt = \int_{-1/2}^{1/2} \cos \pi t dt = \frac{\sin \pi t}{\pi} \Big|_{-1/2}^{1/2} = \frac{2}{\pi}$$

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \cos n\omega_0 t dt = 2 \int_{-1/2}^{1/2} \cos \pi t \cos 2n\pi t dt = \int_{-1/2}^{1/2} \cos \pi(1-2n)t + \cos \pi(1+2n)t dt \\ &= \left[\frac{\sin \pi(1-2n)t}{\pi(1-2n)} + \frac{\sin \pi(1+2n)t}{\pi(1+2n)} \right]_{-1/2}^{1/2} = \frac{2 \sin \frac{\pi}{2}(1-2n)}{\pi(1-2n)} + \frac{2 \sin \frac{\pi}{2}(1+2n)}{\pi(1+2n)} \\ &= \frac{2(-1)^n}{\pi(1-2n)} + \frac{2(-1)^n}{\pi(1+2n)} \end{aligned}$$

$$b_n \text{ 은 기함수 이므로 } b_n = \frac{2}{T} \int_{<T>} x(t) \sin n\omega_0 t dt = 0$$

지수 푸리에 급수

$$\begin{aligned} D_n &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) e^{-jn\omega_0 t} dt = \int_{-1/2}^{1/2} \cos \pi t e^{-j2\pi n t} dt = \frac{1}{2} \int_{-1/2}^{1/2} e^{j\pi(1-2n)t} + e^{-j\pi(1+2n)t} dt \\ &= \frac{1}{2} \left[\frac{e^{j\pi(1-2n)t}}{j\pi(1-2n)} + \frac{e^{-j\pi(1+2n)t}}{-j\pi(1+2n)} \right]_{-1/2}^{1/2} = \frac{1}{2} \left\{ \frac{e^{j\pi(1-2n)/2} - e^{-j\pi(1-2n)/2}}{j\pi(1-2n)} + \frac{e^{-j\pi(1+2n)/2} - e^{j\pi(1+2n)/2}}{-j\pi(1+2n)} \right\} \\ &= \frac{1}{2} \left\{ \frac{2j \sin\{\pi(1-2n)/2\}}{j\pi(1-2n)} - \frac{2j \sin\{\pi(1+2n)/2\}}{-j\pi(1+2n)} \right\} \\ &= \left\{ \frac{(-1)^n}{\pi(1-2n)} + \frac{(-1)^n}{\pi(1+2n)} \right\} \end{aligned}$$

(e) 삼각 푸리에 급수

$$a_0 = a_n = 0$$

$$\begin{aligned} b_n &= -2 \int_{-1/2}^0 \sin(2\pi n) dt + 2 \int_0^{1/2} \sin(2\pi n) dt = 2 \left[\frac{\cos(2\pi n)}{2\pi n} \right]_{-1/2}^0 - \frac{\cos(2\pi n)}{2\pi n} \bigg|_0^{1/2} \\ &= 2 \left[\frac{1 - \cos(\pi n)}{2\pi n} + \frac{-\cos(\pi n) + 1}{2\pi n} \right] = \frac{2}{\pi n} \{1 - (-1)^n\} \end{aligned}$$

지수 푸리에 급수

$$\begin{aligned} D_n &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) e^{-jn\omega_0 t} dt = - \int_{-1/2}^0 e^{-j2\pi n t} dt + \int_0^{1/2} e^{-j2\pi n t} dt \\ &= \frac{e^{-j2\pi n t}}{j2\pi n} \bigg|_{-1/2}^0 + \frac{e^{-j2\pi n t}}{-j2\pi n} \bigg|_0^{1/2} = \frac{1}{j2\pi n} [1 - e^{j\pi n} - e^{-j\pi n} + 1] = \frac{2}{j2\pi n} [1 - \cos \pi n] \\ &= \frac{1 - (-1)^n}{j\pi n} \end{aligned}$$

(f) 삼각 푸리에 급수

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_{\pi/3}^{\pi} \sin 5t dt = - \frac{\cos(5t)}{5\pi} \bigg|_{\pi/3}^{\pi} = \frac{1}{5\pi} (1 + \cos \frac{5\pi}{3}) = \frac{3}{10\pi}$$

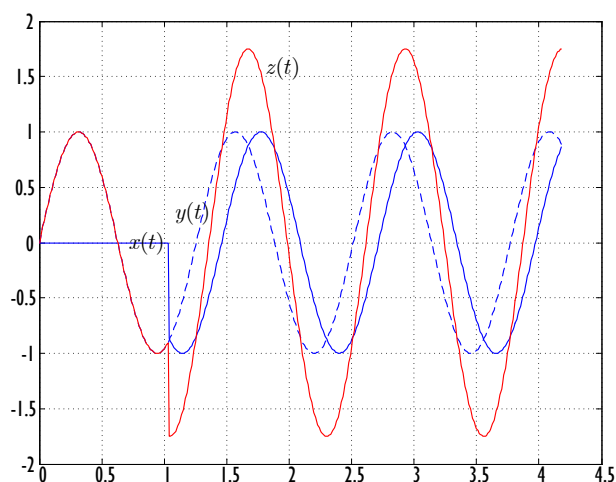
$$\begin{aligned} a_n &= \frac{2}{\pi} \int_{\pi/3}^{\pi} \sin 5t \cos 2n t dt = \frac{1}{\pi} \int_{\pi/3}^{\pi} \sin(5+2n)t + \sin(5-2n)t dt \\ &= - \frac{1}{\pi} \left(\frac{\cos(5+2n)t}{5+2n} + \frac{\cos(5-2n)t}{5-2n} \right) \bigg|_{\pi/3}^{\pi} \\ &= \frac{1}{\pi} \left(\frac{1 + \cos\{(5+2n)\pi/3\}}{5+2n} + \frac{1 + \cos\{(5-2n)\pi/3\}}{5-2n} \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{2}{\pi} \int_{\pi/3}^{\pi} \sin 5t \sin 2n t dt = \frac{1}{\pi} \int_{\pi/3}^{\pi} \cos(5-2n)t - \cos(5+2n)t dt \\ &= \frac{1}{\pi} \left(\frac{\sin(5-2n)t}{5-2n} - \frac{\sin(5+2n)t}{5+2n} \right) \bigg|_{\pi/3}^{\pi} \\ &= \frac{1}{\pi} \left(\frac{-\sin\{(5-2n)\pi/3\}}{5-2n} + \frac{\sin\{(5+2n)\pi/3\}}{5+2n} \right) \end{aligned}$$

지수 푸리에 급수

$$\begin{aligned} D_n &= \frac{1}{\pi} \int_{\pi/3}^{\pi} \sin 5t e^{-j2\pi n t} dt = \frac{1}{j2\pi} \int_{\pi/3}^{\pi} e^{j(5-2n)t} - e^{-j(5+2n)t} dt \\ &= \frac{1}{j2\pi} \left[\frac{e^{j(5-2n)t}}{j(5-2n)} - \frac{e^{-j(5+2n)t}}{-j(5+2n)} \right]_{\pi/3}^{\pi} = \frac{1}{j2\pi} \left[\frac{e^{j(5-2n)\pi} - e^{j(5-2n)\pi/3}}{j(5-2n)} + \frac{e^{-j(5+2n)\pi} - e^{-j(5+2n)\pi/3}}{j(5+2n)} \right] \\ &= \frac{1}{2\pi} \left[\frac{1 + e^{j(5-2n)\pi/3}}{(5-2n)} + \frac{1 + e^{-j(5+2n)\pi/3}}{(5+2n)} \right] \end{aligned}$$

2.15 (Sol)



$x(t)$ 는 주기 $T_0 = \frac{4\pi}{3}$ 이고, 주파수는 $\omega_0 = 2\pi / 4\pi / 3 = 3/2$ 이다. $x(t)$ 의 복소 푸리에 급수 계수 B_n 은 다음과 같습니다.

$$\begin{aligned} B_n &= \frac{1}{T} \int_{\langle T \rangle} x(t) e^{-jn\omega_0 t} dt = \frac{3}{4\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{4\pi}{3}} \sin\left(5t + \frac{5\pi}{3}\right) e^{-jn\omega_0 t} dt \\ &= \frac{3}{4\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{4\pi}{3}} \frac{e^{j\left(5t + \frac{5\pi}{3}\right)} - e^{-j\left(5t + \frac{5\pi}{3}\right)}}{2j} e^{-jn\omega_0 t} dt = \frac{3}{4\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{4\pi}{3}} \frac{e^{j\left(5-n\omega_0 t + \frac{5\pi}{3}\right)} - e^{-j\left(5+n\omega_0 t + \frac{5\pi}{3}\right)}}{2j} dt \end{aligned}$$

그러므로

$$\begin{aligned} B_n &= \frac{3}{j8\pi} \left[\frac{e^{j\left(5-n\omega_0 t + \frac{5\pi}{3}\right)}}{j(5-n\omega_0)} + \frac{e^{-j\left(5+n\omega_0 t + \frac{5\pi}{3}\right)}}{j(5+n\omega_0)} \right]_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{4\pi}{3}} \\ &= -\frac{3}{8\pi} \left[\frac{e^{j\frac{\pi}{3}(4(5-n\omega_0) + 5)} - e^{j\frac{\pi}{3}(5-n\omega_0 + 5)}}{5-n\omega_0} + \frac{e^{-j\frac{\pi}{3}(4(5+n\omega_0) + 5)} - e^{-j\frac{\pi}{3}(5+n\omega_0 + 5)}}{5+n\omega_0} \right] \end{aligned}$$

여기서 $\omega_0 = \frac{3}{2}$ 을 대입하면 다음과 같은 푸리에 계수를 얻습니다.

$$\begin{aligned} B_n &= -\frac{3}{8\pi} \left[\frac{e^{j\left(\frac{25}{3}\pi - n2\pi\right)} - e^{j\left(\frac{10}{3}\pi - n\frac{\pi}{2}\right)}}{\left(5 - n\frac{3}{2}\right)} + \frac{e^{-j\left(\frac{25}{3}\pi + n2\pi\right)} - e^{-j\left(\frac{10}{3}\pi + n\frac{\pi}{2}\right)}}{\left(5 + n\frac{3}{2}\right)} \right] \\ &= -\frac{3}{8\pi} \left[\frac{e^{j25\pi/3} - e^{j\left(\frac{10}{3}\pi - n\frac{\pi}{2}\right)}}{\left(5 - n\frac{3}{2}\right)} + \frac{e^{-j25\pi/3} - e^{-j\left(\frac{10}{3}\pi + n\frac{\pi}{2}\right)}}{\left(5 + n\frac{3}{2}\right)} \right] \end{aligned}$$

$y(t)$ 의 푸리에 변환을 구해보겠습니다.

$y(t)$ 의 주기는 $T_0 = \frac{4\pi}{3}$ 이고, 주파수는 $\omega_0 = 2\pi / 4\pi / 3 / 2 = 3/2$ 입니다. 푸리에 시리즈 계수

C_n 은

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{\langle T \rangle} y(t) e^{-jn\omega_0 t} dt = \frac{3}{4\pi} \int_0^{\frac{4\pi}{3}} \sin 5t e^{-jn\omega_0 t} dt$$

$$= \frac{3}{4\pi} \int_0^{\frac{4\pi}{3}} \frac{e^{j(5-n\omega_0)t} - e^{-j(5+n\omega_0)t}}{2j} dt$$

그러므로

$$C_n = -\frac{3}{8\pi} \left[\frac{e^{j(5-n\omega_0)t}}{5-n\omega_0} + \frac{e^{-j(5+n\omega_0)t}}{5+n\omega_0} \right]_0^{\frac{4\pi}{3}} = -\frac{3}{8\pi} \left(\frac{e^{j(5-n\omega_0)\frac{4\pi}{3}} - 1}{5-n\omega_0} + \frac{e^{-j(5+n\omega_0)\frac{4\pi}{3}} - 1}{5+n\omega_0} \right)$$

여기서 $\omega_0 = \frac{3}{2}$ 을 대입하면 다음과 같은 푸리에 계수를 얻습니다.

$$C_n = -\frac{3}{8\pi} \left(\frac{e^{j(20\pi/3-2\pi n)} - 1}{5-3n/2} + \frac{e^{-j(20\pi/3+2\pi n)} - 1}{5+3n/2} \right)$$

$$= -\frac{3}{8\pi} \left(\frac{e^{j20\pi/3} - 1}{5-3n/2} + \frac{e^{-j20\pi/3} - 1}{5+3n/2} \right)$$

$x(t)$ 와 $y(t)$ 의 주기가 동일하기 때문에, $z(t)$ 의 푸리에 시리즈 계수 D_n 은 다음과 같습니다.

$$z(t) = \sum_{n=0}^{\infty} D_n e^{jn\omega_0 t} = \sum_{n=0}^{\infty} B_n + C_n e^{jn\omega_0 t}$$

2.16 (Sol)

$x(t)$ 가 T_0 의 주기 함수라고 가정한다면 다음 조건을 만족합니다.

$$x(t) = x(t + T_0)$$

$$x(t + T_0) = c_0 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \cos(n\omega_0 t + T_0) + \theta_n$$

$$= c_0 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \cos(n\omega_0 t + n\omega_0 T_0) + \theta_n$$

$\omega_0 = 2\pi / T_0$ 이고 삼각 함수의 특징으로 $\cos(at + 2\pi n + \theta_n) = \cos(at + \theta_n)$ 이므로

$$x(t) = x(t + T_0)$$

그러므로 $x(t)$ 는 주기 T_0 인 주기 함수입니다.

2.17 (Sol)

$$x(t) = \begin{cases} 0 & 0 < t < \pi \\ 1 & \pi < t < 2\pi \end{cases} \quad \text{일 때}$$

$x(t)$ 의 푸리에 급수는

$$\begin{aligned}
x(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} D_n e^{j\omega_0 n t} \\
D_n &= \frac{1}{T_0} \int_0^{2\pi} x(t) e^{-j\omega_0 n t} dt = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} e^{-jnt} dt = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{-jn} \left[e^{-jnt} \right]_{\pi}^{2\pi} \\
&= \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{-jn} e^{-j2\pi n} - e^{-j\pi n} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{-jn} \{1 - (-1)^n\} \\
x(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{-1}{j2\pi n} \{1 - (-1)^n\} e^{jnt} \\
y(t) &= \begin{cases} 2 & 0 < t < \pi \\ 0 & \pi < t < 2\pi \end{cases} \quad \text{일 때}
\end{aligned}$$

$y(t)$ 의 푸리에 급수는

$$\begin{aligned}
D_n &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} 2e^{-jnt} dt = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{2}{-jn} \left[e^{-jnt} \right]_0^{\pi} \\
&= \frac{1}{-jn} e^{-j\pi n} - 1 = \frac{1}{jn} \{1 - (-1)^n\} \\
y(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{jn} \{1 - (-1)^n\} e^{jnt} \\
z(t) &= x(t) + y(t) \quad \text{이므로} \\
x(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\{1 - (-1)^n\}}{j2\pi n} e^{jnt}
\end{aligned}$$

2.18 (Sol)

$$\begin{aligned}
x(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} X_n e^{j2\pi \frac{n}{T_0} t}, \quad y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} Y_n e^{j2\pi \frac{n}{T_0} t} \\
y(t) &= x(t-a) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X_n e^{j2\pi \frac{n}{T_0} (t-a)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X_n e^{-j2\pi \frac{n}{T_0} a} e^{j2\pi \frac{n}{T_0} t} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} Y_n e^{j2\pi \frac{n}{T_0} t} \\
\text{따라서 } X_n e^{-j2\pi \frac{n}{T_0} a} &= Y_n, \quad X_n = Y_n e^{j2\pi \frac{n}{T_0} a} \quad \text{입니다.}
\end{aligned}$$

2.19 (Sol)

$$\begin{aligned}
z(t) &= \int_{<T_0>} x(\tau) y(t-\tau) d\tau \quad \text{일 때 } z(t) \text{ 의 푸리에 급수 전개 계수 } Z_n \text{ 은} \\
Z_n &= \frac{1}{T_0} \int_{<T_0>} \left[\int_{<T_0>} x(\tau) y(t-\tau) d\tau \right] \cdot e^{-jn\omega_0 t} dt \\
&= \int_{<T_0>} x(\tau) \frac{1}{T_0} \int_{<T_0>} y(t-\tau) \cdot e^{-jn\omega_0 t} dt d\tau
\end{aligned}$$

이고, 이때 $u = t - \tau$ 라 하면

$$\begin{aligned}
Z_n &= \frac{1}{T_0} \int_{\langle T_0 \rangle} x(\tau) \int_{\langle T_0 \rangle} y(t - \tau) \cdot e^{-jn\omega_0 t} dt d\tau = \int_{\langle T_0 \rangle} x(\tau) \frac{1}{T_0} \int_{\langle T_0 \rangle} y(u) \cdot e^{-jn\omega_0(u+\tau)} du d\tau \\
&= \int_{\langle T_0 \rangle} x(\tau) \left[\frac{1}{T_0} \int_{\langle T_0 \rangle} y(u) \cdot e^{-jn\omega_0 u} du \right] \cdot e^{-jn\omega_0 \tau} d\tau = \int_{\langle T_0 \rangle} x(\tau) \cdot Y_n \cdot e^{-jn\omega_0 \tau} d\tau \\
&= T \cdot \frac{1}{T_0} \int_{\langle T_0 \rangle} x(\tau) e^{-jn\omega_0 \tau} d\tau \cdot Y_n = T_0 X_n Y_n
\end{aligned}$$

2.20 (Sol)

$$E_x = c_1^2 E_{x_1} + c_2^2 E_{x_2} + c_3^2 E_{x_3} + \dots = \sum_n c_n^2 E_{x_n}$$

$$x(t) = \sum_{n=1}^N c_n x_n(t), \quad t_1 \leq t \leq t_2 \text{ 일 때,}$$

$$\begin{aligned}
E_x &= \int_{-t_1}^{t_2} |c_1 x_1(t) + c_2 x_2(t) + \dots + c_N x_N(t)|^2 dt = \int_{-t_1}^{t_2} c_1^2 |x_1(t)|^2 + c_2^2 |x_2(t)|^2 + \dots + c_N^2 |x_N(t)|^2 dt \\
&= c_1^2 E_{x_1}(t) + c_2^2 E_{x_2}(t) + \dots + c_N^2 E_{x_N}(t)
\end{aligned}$$

입니다. 여기서

$$\int_{t_1}^{t_2} x_m(t) x_n^*(t) dt = \begin{cases} 0 & m \neq n \\ E_{x_n} & m = n \end{cases}$$

임을 이용하였습니다.

2.21 (Sol)

$$\begin{aligned}
x(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} D_n e^{jn\omega_0 t} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} D_n e^{jnt} = 2 + e^{j\pi/2} e^{-jt} + e^{-j\pi/2} e^{jt} + \frac{1}{2} (e^{j\pi} e^{-j2t} + e^{-j\pi} e^{j2t}) \\
&= 2 + 2 \cos\left(\frac{\pi}{2} - t\right) + \cos \pi - 2t = 2 + 2 \sin(t) - \cos(2t)
\end{aligned}$$

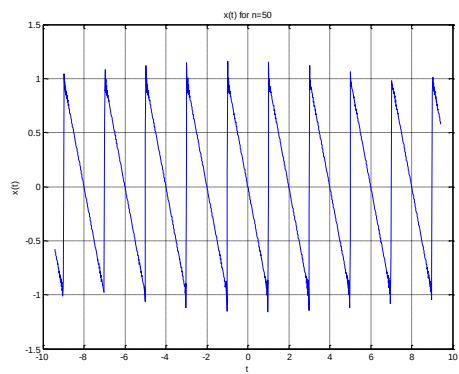
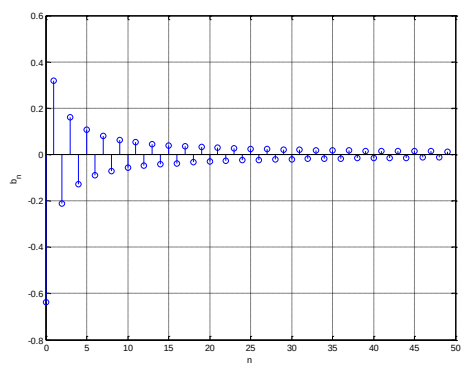
2.22 (Sol) 코딩 생략

2.23 (Sol) 코딩 생략

2.24

(a) 답 생략

(b) T=1로 가정할 경우,



(Sol) 코딩 생략

Chapter 03 연습문제 답안

3.1 (Sol) 답 없음

3.2 (Sol) a, b, c, d

3.3 (Sol) b

3.4 (Sol) b, c

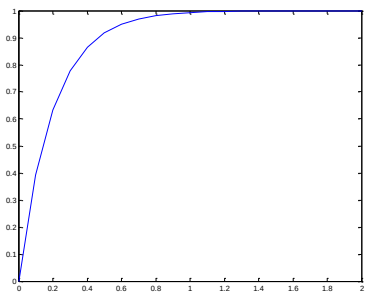
3.5 (Sol) b, c

3.6 (Sol) b

3.7

(a) (Sol) $x(t) = \text{rect}(t/4) - \Lambda(t)$ $X(\omega) = 4\text{Sa}(2\omega) - \text{Sa}^2(\omega/2)$

(b) (Sol)



$$x(t) = u(t) - e^{-at}u(t), u(t) \Leftrightarrow \pi\delta(\omega) + \frac{1}{j\omega}, e^{-at}u(t) \Leftrightarrow \frac{1}{a + j\omega}$$

$$x(t) \Leftrightarrow X(\omega) = \pi\delta(\omega) + \frac{1}{j\omega} - \frac{1}{a + j\omega}$$

(c) (Sol) $x(t) = \text{rect}(t/2) + \text{rect}(t/4) + \text{rect}(t/6) \Leftrightarrow X(\omega) = 2\text{Sa}(\omega) + 4\text{Sa}(2\omega) + 6\text{Sa}(3\omega)$

(d) (Sol)

$$e^{-a|t|} \leftrightarrow \frac{2a}{a^2 + \omega^2}, a > 0$$

$$a = 1$$

$$g(t) = \frac{e^{-|t|}}{2} \leftrightarrow G(\omega) = \frac{1}{1 + \omega^2}$$

$$G(t) \leftrightarrow 2\pi g(-\omega)$$

$$x(t) = \frac{1}{1 + t^2} \leftrightarrow X(\omega) = 2\pi \frac{e^{-|\omega|}}{2} = \pi e^{-|\omega|}$$

(e) (Sol) $X(\omega) = \text{Sa}(\omega/2)e^{j\omega} + \text{Sa}(\omega/2)e^{-j\omega} = \text{Sa}(\omega/2)(e^{j\omega} + e^{-j\omega}) = 2\text{Sa}(\omega/2)\cos\omega$

(f) (Sol) $x(t) = t\text{Sa}(t) = t \frac{\sin t}{t} = \sin t \leftrightarrow X(\omega) = -j\pi\{\delta(\omega-1) + \delta(\omega+1)\}$

3.8 (Sol)

$x_1(t) = (1+j)\cos 2\pi t \times \text{rect}(t/2\pi)$ 이므로 푸리에 변환 $X(\omega)$ 은

$$\begin{aligned} X_1(\omega) &= \frac{1}{2\pi} (1+j)\pi[\delta(\omega-2\pi) + \delta(\omega+2\pi)] * 2\pi\text{Sa}(\pi\omega) \text{ 이다.} \\ &= (1+j)\pi[\text{Sa}\{\pi(\omega-2\pi)\} + \text{Sa}\{\pi(\omega+2\pi)\}] \end{aligned}$$

마찬가지로

$$\begin{aligned} X_2(\omega) &= \frac{1}{2\pi} (1-j)\pi[\delta(\omega-4\pi) + \delta(\omega+4\pi)] * 2\pi\text{Sa}(\pi\omega) \\ &= (1-j)\pi[\text{Sa}\{\pi(\omega-4\pi)\} + \text{Sa}\{\pi(\omega+4\pi)\}] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} X_3(\omega) &= \frac{1}{2\pi} (-1+j)\pi[\delta(\omega-6\pi) + \delta(\omega+6\pi)] * 2\pi\text{Sa}(\pi\omega) \\ &= (-1+j)\pi[\text{Sa}\{\pi(\omega-6\pi)\} + \text{Sa}\{\pi(\omega+6\pi)\}] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} X_4(\omega) &= \frac{1}{2\pi} (-1-j)\pi[\delta(\omega-8\pi) + \delta(\omega+8\pi)] * 2\pi\text{Sa}(\pi\omega) \\ &= (-1-j)\pi[\text{Sa}\{\pi(\omega-8\pi)\} + \text{Sa}\{\pi(\omega+8\pi)\}] \end{aligned}$$

그러므로 $y(t)$ 의 푸리에 변환은 $Y(\omega) = \sum_{i=1}^4 X_i(\omega)$ 이다.

3.9 (Sol)

$$x(t) = y(t) * z(t), y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_0), z(t) = \text{rect}(t/\tau)$$

$$Y(\omega) = F[y(t)] = F\left\{\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_0)\right\} = \frac{2\pi}{T_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi n}{T_0}\right)$$

$$Z(\omega) = F[z(t)] = F[\text{rect}(t/\tau)] = \tau \text{Sa}\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)$$

$$X(\omega) = Y(\omega) Z(\omega) = \frac{2\pi}{T_0} \left\{\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi n}{T_0}\right)\right\} \tau \text{Sa}\left(\frac{\omega\tau}{2}\right) = \frac{2\pi\tau}{T_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{\text{Sa}\left(\frac{\pi\tau n}{T_0}\right) \delta\left(\omega - \frac{2\pi n}{T_0}\right)\right\}$$

3.10 (Sol)

$$x(t)=2\{\text{rect}(t/4)-\Lambda(t/2)\}$$

$$X(\omega)=F[2\{\text{rect}(t/4)-\Lambda(t/2)\}]=8\text{Sa}(2\omega)-4\text{Sa}^2(\omega)$$

3.11 (Sol)

$$x(t)=3\cos(\omega_0 t+\theta)$$

$$=3\cos\omega_0 t\cos\theta-\sin\omega_0 t\sin\theta$$

$$\mathbf{F}[x(t)]=3\cos\theta\mathbf{F}[\cos\omega_0 t]-3\sin\theta\mathbf{F}[\sin\omega_0 t]$$

$$=3\pi\cos\theta\delta(\omega-\omega_0)+\delta(\omega+\omega_0)+j3\pi\sin\theta\delta(\omega-\omega_0)-\delta(\omega+\omega_0)$$

$$=3\pi(\cos\theta+j\sin\theta)\delta(\omega-\omega_0)+3\pi(\cos\theta-j\sin\theta)\delta(\omega+\omega_0)$$

$$=3\pi e^{j\theta}\delta(\omega-\omega_0)+3\pi e^{-j\theta}\delta(\omega+\omega_0)$$

3.12 (Sol)

$x_2(t)$ 는 $x_2(t)=x_1(t-1)$ 라 표현할 수 있다. 그러나 $y_2(t)\neq y_1(t-1)$ 는 성립하지 않으므로 시변 시스템이다. $x_3(t)=-2x_1(t)+x_2(t)$ 이고 선형 시스템이므로 $y_3(t)=-2y_1(t)+y_2(t)$ 이 된다.

3.13 (Sol)

콘볼루션은 선형함수이므로

$\text{Sa}(\pi t)*\text{Sa}(\pi t)*\text{Sa}^2(\pi t/2)=\{\text{Sa}(\pi t)*\text{Sa}(\pi t)\}*\text{Sa}^2(\pi t/2)=\text{Sa}(\pi t)*\text{Sa}^2(\pi t/2)$ 이다. 그리고 $\text{Sa}^2(\pi t/2)$ 의 푸리에 변환은 $2\Lambda(\omega/\pi)$ 이므로 $\text{Sa}(\pi t)*\text{Sa}^2(\pi t/2)$ 는 주파수 영역에서 $\text{rect}\{\omega/(2\pi)\}\times 2\Lambda(\omega/\pi)=2\Lambda(\omega/\pi)$ 이므로, $\text{Sa}^2(\pi t/2)$ 이다.

3.14

(a) (Sol) 시간 영역 전달 함수는 $H(\omega)=1-\text{rect}[\omega/(2\omega_c)]$ 의 푸리에 역변환 꼴이므로

$$\begin{aligned} h(t) &= F^{-1}\left\{1-\text{rect}\left(\frac{\omega}{2\omega_c}\right)\right\} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left\{1-\text{rect}\left(\frac{\omega}{2\omega_c}\right)\right\}e^{j\omega t}d\omega = \delta(t)-\frac{1}{2\pi}\int_{-\omega_c}^{\omega_c}e^{j\omega t}d\omega \\ &= \delta(t)-\frac{e^{j\omega t}}{j2\pi t}\Bigg|_{-\omega_c}^{\omega_c} = \delta(t)-\frac{\omega_c}{\pi}\text{Sa}(\omega_c t) \end{aligned}$$

이다.

(b) (Sol) 동일한 조건에서 시간 영역 전달 함수는 $H(\omega)=[1-\text{rect}\{\omega/(2\omega_c)\}]e^{-j\omega t_d}$ 의 푸리에 역변환 꼴이므로

$$h(t)=F^{-1}\left\{\left[1-\text{rect}\left(\frac{\omega}{2\omega_c}\right)\right]e^{-j\omega t_d}\right\}=\delta(t-t_d)-\frac{\omega_c}{\pi}\text{Sa}\{\omega_c(t-t_d)\}$$

이다.

(c) (Sol) 전달함수(주파수 축)에 곱해진 $e^{-j\omega t_d}$ 에 의하여 시간축에서 원래의 신호가 t_d 만큼의 이동했음을 확인할 수 있으며 이는 (b)가 (a)를 시간 축으로 t_d 만큼 이동한 것임을 의미한다.

3.15 (Sol)

20[rad/sec] 이하의 주파수 영역만을 통과시키는 전달 함수의 크기 값은 다음과 같다.

$$|H_1 \omega| = \text{rect}\left(\frac{\omega}{2 \cdot 20}\right)$$

100~140[rad/sec] 사이의 주파수 영역만을 통과시키는 전달 함수는 다음과 같다.

$$|H_2 \omega| = \text{rect}\left(\frac{\omega - 120}{2 \cdot 20}\right) + \text{rect}\left(\frac{\omega + 120}{2 \cdot 20}\right)$$

그러므로 군 지연이 20[msec]인 전달 함수의 특성은 다음과 같다.

$$H \omega = |H_1 \omega| + |H_2 \omega| e^{-j\omega 20 \times 10^{-3}} = \left[\text{rect}\left(\frac{\omega}{2 \cdot 20}\right) + \text{rect}\left(\frac{\omega - 120}{2 \cdot 20}\right) + \text{rect}\left(\frac{\omega + 120}{2 \cdot 20}\right) \right] e^{-j\omega 20 \times 10^{-3}}$$

주파수 영역 전달함수의 시간 영역 임펄스 응답 $h(t)$ 는 다음과 같다

$$\begin{aligned} h(t) &= \frac{20}{\pi} \text{Sa}\left(20(t - 20 \times 10^{-3})\right) + \frac{40}{\pi} \text{Sa}\left(20(t - 20 \times 10^{-3})\right) \cos(120(t - 20 \times 10^{-3})) \\ &= \frac{20}{\pi} \text{Sa}\left(20(t - 20 \times 10^{-3})\right) [1 + 2 \cos(120(t - 20 \times 10^{-3}))] \end{aligned}$$

$$F\left[\tau \text{Sa}\left(\frac{\tau t}{2}\right)\right] = 2\pi \text{rect}\left(\frac{-\omega}{\tau}\right) = 2\pi \text{rect}\left(\frac{\omega}{\tau}\right)$$

$$g(t - t_0) = G(\omega) e^{-j\omega t_0} \quad g(t) e^{j\omega_0 t} = G(\omega - \omega_0)$$

$$F^{-1}[H_1 \omega] = F^{-1}\left[\text{rect}\left(\frac{\omega}{2 \cdot 20}\right)\right] = \frac{2 \cdot 20}{2\pi} \text{Sa}\left(\frac{2 \cdot 20 \cdot t}{2}\right) = \frac{20}{\pi} \text{Sa}(20t)$$

$$\begin{aligned} F^{-1}[H_2 \omega] &= F^{-1}\left[\text{rect}\left(\frac{\omega - 120}{2 \cdot 20}\right) + \text{rect}\left(\frac{\omega + 120}{2 \cdot 20}\right)\right] \\ &= \frac{2 \cdot 20}{2\pi} \text{Sa}\left(\frac{2 \cdot 20 \cdot t}{2}\right) e^{j120t} + \frac{2 \cdot 20}{2\pi} \text{Sa}\left(\frac{2 \cdot 20 \cdot t}{2}\right) e^{-j120t} \\ &= \frac{20}{\pi} \text{Sa}(20t) [e^{j120t} + e^{-j120t}] \\ &= \frac{40}{\pi} \text{Sa}(20t) \left(\frac{e^{j120t} + e^{-j120t}}{2}\right) = \frac{40}{\pi} \text{Sa}(20t) \cos(120t) \end{aligned}$$

$$F^{-1}[H_1 \omega e^{-j\omega 20 \times 10^{-3}}] = \frac{20}{\pi} \text{Sa}(20(t - 20 \times 10^{-3}))$$

$$F^{-1}[H_2 \omega e^{-j\omega 20 \times 10^{-3}}] = \frac{40}{\pi} \text{Sa}(20(t - 20 \times 10^{-3})) \cos(120(t - 20 \times 10^{-3}))$$

$$\begin{aligned} h(t) &= \frac{20}{\pi} \text{Sa}(20(t - 20 \times 10^{-3})) + \frac{40}{\pi} \text{Sa}(20(t - 20 \times 10^{-3})) \cos(120(t - 20 \times 10^{-3})) \\ &= \frac{20}{\pi} \text{Sa}(20(t - 20 \times 10^{-3})) [1 + 2 \cos(120(t - 20 \times 10^{-3}))] \end{aligned}$$

3.16

(a) (Sol) $g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(\tau) f(t - \tau) d\tau + \delta(t) = g(t) * f(t) + \delta(t)$

양변에 푸리에 변환을 취하면,

$$G(\omega) = G(\omega) \cdot F(\omega) + 1$$

$a > 0$ 라는 가정에서, $F(\omega) = \frac{1}{a + j\omega}$ 이고 이것을 이용하면,

$$G(\omega) = G(\omega) \cdot \frac{1}{a + j\omega} + 1$$

$$G(\omega) = \frac{a + j\omega}{a - 1 + j\omega} = 1 + \frac{1}{a - 1 + j\omega}$$

$$g(t) = \mathcal{F}^{-1}\left(1 + \frac{1}{a - 1 + j\omega}\right) = e^{-(a-1)t}u(t) + \delta(t)$$

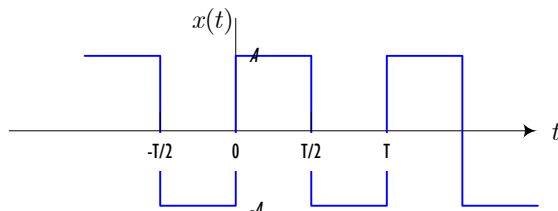
(b) (Sol)

$$f(t) = \exp(-a|t|)u(t) = \exp(-at)u(t)$$

따라서 (a)와 동일하다.

3.17 (Sol)

예제 3-18과 유사한 문제이나 크기와 펄스가 시간으로 이동한 다음과 같은 파형이다.

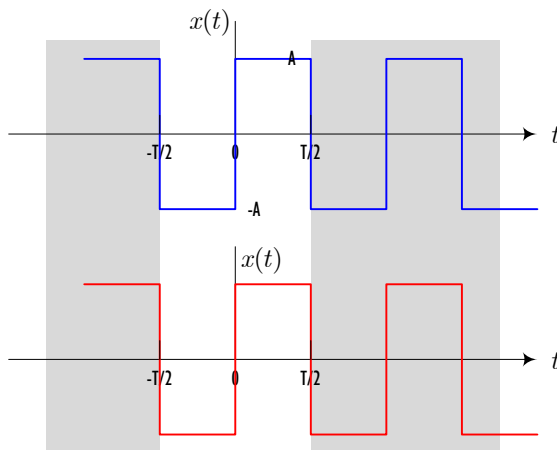


주기 함수의 자기 상관함수는 한 주기 구간을 고려하여

$$R_x(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x_T(t)x_T^*(t-\tau)dt$$

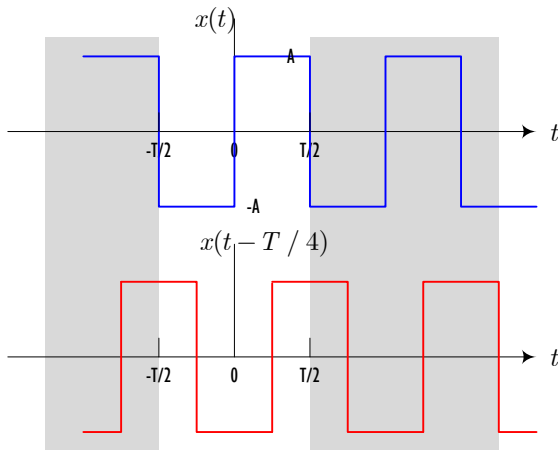
을 구하면 됩니다. 먼저 $\tau = 0$ 인 경우를 살펴보면

다음 두 그림의 곱에 대한 적분의 평균과 같습니다.



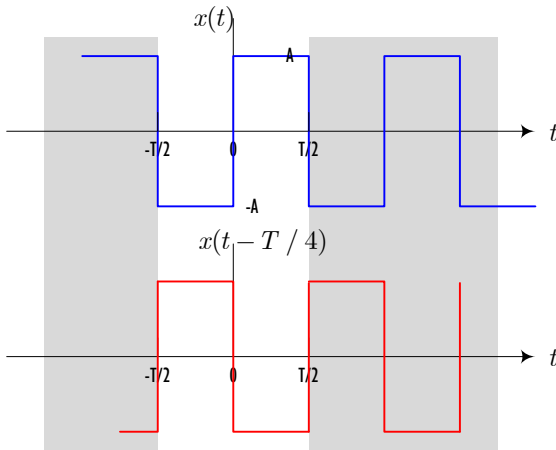
$$R_x(0) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t)x^*(t)dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \left(\frac{A^2 T}{2} + \frac{A^2 T}{2} \right) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{A^2}{T} T = A^2$$

다음은 $\tau = T/4$ 일 때, 다음 그림과 같은 상황이 됩니다.



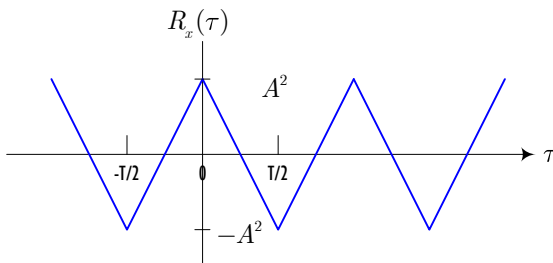
$$R_x(T/4) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t)x^*(t - T/4)dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \left(-\frac{A^2 T}{4} + \frac{A^2 T}{4} - \frac{A^2 T}{4} + \frac{A^2 T}{4} \right) = 0 \quad \text{이므로,}$$

마지막으로 $\tau = T/2$ 인 경우를 살펴보면, 다음 그림과 같은 상황이 됩니다.



$$R_x(T/2) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t)x^*(t - T/2)dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \left(-\frac{A^2 T}{2} - \frac{A^2 T}{2} \right) = -A^2 \quad \text{입니다}$$

모든 τ 에 대하여 $R_x(\tau)$ 를 구해야 하지만 위 3가지 예를 통하여 주어진 주기 함수의 자기 상관 함수는 다음과 같음을 알 수 있습니다. 또한 주기 함수 이므로 자기 상관 함수 역시 주기성을 가지게 됩니다.



따라서 $R_x(\tau) = \frac{1}{T} A^2 T - 4A^2 |\tau|, -\frac{T}{2} \leq \tau \leq \frac{T}{2}$ 이며, 신호가 주기신호이므로 $R_x(\tau) = R_x(\tau + T)$ 가 성립한다.

3.18 (Sol)

$$x(t) = \delta(t) \rightarrow X(\omega) = 1$$

$$y(t) = \frac{1}{2}x(t-1/8) + \frac{1}{4}x(t-3/8) + \frac{1}{8}x(t-5/8) + \frac{1}{16}x(t-7/8)$$

$$g(t) \rightarrow G(\omega), g(t-t_0) \rightarrow G(\omega)e^{-j\omega t_0}$$

$$Y(\omega) = \frac{1}{2}e^{-j\omega\frac{1}{8}} + \frac{1}{4}e^{-j\omega\frac{3}{8}} + \frac{1}{8}e^{-j\omega\frac{5}{8}} + \frac{1}{16}e^{-j\omega\frac{7}{8}}$$

3.19 (Sol)

송신신호 $\cos 200t$ 가 전달 함수 $h(t)$ 를 통과 한 후 수신기에서 수신된 신호 $y(t)$ 의 스펙트럼은 푸리에 변환의 시간 컨볼루션 성질을 이용하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} F[y(t)] &= F[\cos 200t * h(t)] = F[\cos 200t] \times F[h(t)] \\ &= \pi[\delta(\omega - 200) + \delta(\omega + 200)] \times [0.8e^{-j\omega 10} + 0.4e^{-j\omega 40}] \\ &= \pi \left[\begin{aligned} &0.8e^{-j2000}\delta(\omega - 200) + 0.8e^{j2000}\delta(\omega + 200) \\ &+ 0.4e^{-j8000}\delta(\omega - 200) + 0.4e^{j8000}\delta(\omega + 200) \end{aligned} \right] \end{aligned}$$

3.20 (Sol)

본 문제는 통신 채널의 선형성을 알고 있는지를 묻는 질문이다. 입력 $x(t) = \sin(200t)$ 이고 $r(t) = 0.8(\sin 190t + \sin 160t)$ 이므로 출력신호의 주파수가 바뀌었다. 입력 사인 신호의 주파수를 바꾸는 채널은 존재하지 않는다. 물론 도플러 현상을 고려하면 불가능 한 것은 아니나 본 교재의 3장까지의 지식으로는 이러한 답을 도출하기는 어렵다.

일반적으로 학생들은 다음과 같이 답을 할 것이다.

(1) 송신 신호 $s(t) = \sin(200t)$ 를 전송했을 때 수신된 신호의 스펙트럼이 $R(\omega)$ 이므로 $r(t)$ 를 계산하면 아래와 같다.

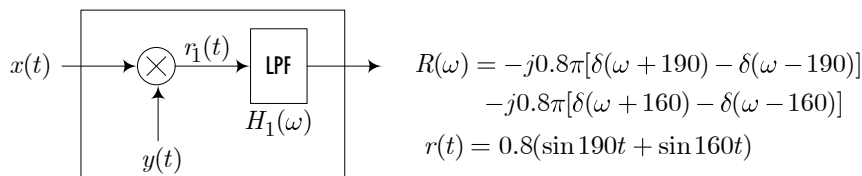
$$S(\omega) = F\{s(t)\} = -j\pi[\delta(\omega - 200) - \delta(\omega + 200)]$$

그러므로 이 채널의 전달함수는

$$H(\omega) = \frac{R(\omega)}{S(\omega)} = \frac{0.8\{[\delta(\omega + 190) - \delta(\omega - 190)] - [\delta(\omega + 160) - \delta(\omega - 160)]\}}{\delta(\omega - 200) - \delta(\omega + 200)}$$

이다. 그러나 현실적으로 이러한 채널은 존재하지 않는다.

(2) 채널의 특성이 아래 그림과 같이 곱셈과 LPF의 특성으로 이루어져 있다면 원하는 결과를 얻을 수 있다. 그러나



시간에서 곱셈은 주파수에서 컨볼루션이므로

$$Y(\omega) = 1.6\pi\{\delta(\omega - 10) + \delta(\omega - 10)\} + 1.6\pi\{\delta(\omega - 40) + \delta(\omega - 40)\}$$

일 때 이 때, 출력은

$$R_1(\omega) = -j0.8\pi\{\delta(\omega - 160) - \delta(\omega - 160)\} - j0.8\pi\{\delta(\omega - 190) - \delta(\omega - 190)\} \\ - j0.8\pi\{\delta(\omega - 210) - \delta(\omega - 210)\} - j0.8\pi\{\delta(\omega - 240) - \delta(\omega - 240)\}$$

이 된다. 그러므로 원하는 $R(\omega)$ 를 얻기 위해서는 차단주파수가 $190 < \omega_{\text{cutoff}} < 210$ [rad/s]인 LPF 를 통과 시켜야 한다. 그러므로 차단주파수를 200[rad/s]로 정하면 이것의 전달함수는

$$H_1(\omega) = \text{rect}(\omega / 400) \text{ 이 된다.}$$

이 때, 출력은 $R(\omega) = -j0.8\pi[\delta(\omega + 190) - \delta(\omega - 190)] - j0.8\pi[\delta(\omega + 160) - \delta(\omega - 160)]$ 가 된다.

3.21 (Sol) 그림과 코딩은 생략합니다.

3.22 (Sol) 그림과 코딩은 생략합니다.

3.23 (Sol) 그림과 코딩은 생략합니다.

$\text{Sa}^2(\omega_1 t)$ 은 삼각파의 푸리에 변환 꼴이므로, 푸리에 변환의 쌍대성(Duality)을 이용하면,

$$\Lambda\left(\frac{t}{\tau}\right) \rightarrow \tau \text{Sa}^2\left(\frac{\tau\omega}{2}\right)$$

$$\frac{\tau}{2} = \omega_1 \text{ 으로 치환하면,}$$

$$\frac{1}{2\omega_1} \Lambda\left(\frac{t}{2\omega_1}\right) \rightarrow \text{Sa}^2 \omega_1 \omega$$

$$\therefore X(\omega) = \frac{\pi}{\omega_1} \Lambda\left(-\frac{\omega}{2\omega_1}\right) = \frac{1}{200} \Lambda\left(\frac{\omega}{400\pi}\right)$$

$$Y(\omega) = \frac{2\pi}{T_2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - n \frac{2\pi}{T_2}\right) = 200\pi \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n \cdot 200\pi)$$

$$Z(\omega) = X(\omega) * Y(\omega)$$

3.24 (Sol) 그림과 코딩은 생략합니다.

$$Y(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t)e^{-j\omega t} dt = \int_0^2 2te^{-j\omega t} dt + \int_0^2 e^{-j\omega t} dt + \int_2^4 4e^{-j\omega t} dt \\ = \frac{1}{j\omega} - \frac{2}{\omega^2} + \left(\frac{2}{\omega^2} - \frac{1}{j\omega}\right)e^{-j2\omega} - \frac{4}{j\omega}e^{-j4\omega}$$

Chapter 04 연습문제 답안

4.1 (Sol) d

4.2 (Sol) b

4.3 (Sol) 답 없음

4.3 (Sol) a

4.5 (Sol) 답 없음

4.6 (Sol) 답 없음

4.7 (Sol) b

4.8 (Sol) b

4.9 (Sol) b

4.10 (Sol) a

4.11 (Sol) 답 없음

4.12 (Sol) DSB-SC : 5kHz , DSB-LC : 5kHz, QAM : 5kHz, SSB : 10kHz

4.13 (Sol)

DSB-SC 변조 : $s(t) = m(t)\cos(\omega_0 t)$, 전력효율성은 좋으나, 복조회로가 다소 복잡해진다.

DSB-LC 변조 : $s(t) = A_c[1 + am(t)]\cos(\omega_0 t)$, 송출 전력소비가 커져 전송효율이 좋지 않으나, 수신기를 간단하게 구현할 수 있다.

4.14 (Sol) $\varphi_{\text{DSB-SC}}(t) = \text{Sa}(t)A\cos(\omega_c t)$, 대역폭은 2[rad/s]

4.15

(a) (Sol) $\phi_{\text{DSB-LC}} = 10k\{4 + 2\cos(2000\pi t)\}\cos(2\pi 10^6 t)$

(b) (Sol) 11.1%

(c) (Sol) $36k^2$ W

4.16

(Sol)

일반적인 DSB-LC 변조된 신호의 형태는 메시지 신호가 $x(t)$ 일 때

$$\begin{aligned}\varphi_{\text{DSB-LC}}(t) &= A_c[1 + k_a x(t)] \cos(\omega_c t) \\ &= A_c \cos(\omega_c t) + A_c k_a x(t) \cos(\omega_c t) \\ &= A_c \cos(\omega_c t) + A_c k_a x_p \cos(\omega_m t) \cos(\omega_c t)\end{aligned}$$

라고 할 수 있다. 이를 주어진 신호와 비교하면

$$\begin{aligned}\varphi_{\text{DSB-LC}}(t) &= A_c \cos(\omega_c t) + A_c k_a x_p \cos(\omega_m t) \cos(\omega_c t) \\ &= A_c \cos(\omega_c t) + A_c k_a x_p \frac{1}{2} [\cos(\omega_c t + \omega_m t) + \cos(\omega_c t - \omega_m t)] \\ &= 10 \cos(2500\pi t) + 10 \cos(3100\pi t) + 30 \cos(2800\pi t)\end{aligned}$$

으로 $A_c = 30$, $\omega_c = 2800\pi$ 임을 알 수 있다. 또한 $A_c k_a x_p / 2 = 10$ 이므로 변조지수 $m = k_a x_p = 2/3$ 이다

측파대 신호 전력 : $P_s = 100$

반송파 신호 전력 : $P_c = 30^2 / 2 = 450$

두 전력비는 $P_s / P_c = 2/9$

4.17

(a) (Sol)

$$x(t) = \cos(100\pi t) + 3\cos(300\pi t), c(t) = \cos(20000\pi t)$$

$$\begin{aligned}\varphi_{\text{DSB-SC}} &= x(t) \cos(20000\pi t) \\ &= (\cos(100\pi t) + 3\cos(300\pi t)) \cos(20000\pi t) \\ &= \frac{1}{2} \{ \cos(19900\pi t) + \cos(20100\pi t) \} + \frac{3}{2} \{ \cos(19700\pi t) + \cos(20300\pi t) \} \\ &= \frac{1}{2} \{ \cos(19900\pi t) + 3\cos(19700\pi t) \} + \frac{1}{2} \{ \cos(20100\pi t) + 3\cos(20300\pi t) \}\end{aligned}$$

$$\varphi_{\text{USB}} = \frac{1}{2} \{ \cos(20100\pi t) + 3\cos(20300\pi t) \}$$

(b) (Sol)

$$\varphi_{\text{SSB}} = x(t) \cos(\omega_c t) \mp x_h(t) \sin(\omega_c t)$$

$$x(t) = \cos(200\pi t) \cos(300\pi t) = \frac{1}{2} \{ \cos(100\pi t) + \cos(500\pi t) \}$$

$\sin(x)$ 의 힐버트 변환은 $-\cos(x)$ 이므로

$$x_h(t) = -\frac{1}{2} \{ \sin(100\pi t) + \sin(500\pi t) \}$$

$$\varphi_{\text{SSB}\pm} = \frac{1}{2} [\{ \cos(100\pi t) + \cos(500\pi t) \} \cos 3000\pi t \pm \{ \sin(100\pi t) + \sin(500\pi t) \} \sin 3000\pi t]$$

$$\begin{aligned}\varphi_{\text{SSB}\pm} &= \frac{1}{4} [\cos(2900\pi t) + \cos(3100\pi t) + \cos(2500\pi t) + \cos(3500\pi t) \\ &\quad \pm \{ \cos(2900\pi t) - \cos(3100\pi t) + \cos(2500\pi t) - \cos(3500\pi t) \}]\end{aligned}$$

(c) (Sol) $\omega_{c1} < \omega_{c2}$ 라면 $|\omega_{c1} - \omega_{c2}| \geq \omega_1$

$x_1(t)$ 와 $x_2(t)$ 가 각각 SSB 변조되면, 통과대역에서 대역폭이 각각 ω_1, ω_2 이므로 두 변조

신호가 인접할 때, 두 반송파의 간격은 $\omega_{c1} < \omega_{c2}$ 라면 $|\omega_{c1} - \omega_{c2}| \geq \omega_1$ 이다.

4.18

(a) (Sol) $\omega_c \geq 2\pi \cdot 23,400$ [rad/s]

(b) (Sol)

$x_2(t)$ 의 대역폭이 가청 주파수 대역을 모두 포함하고 있으므로 $x_1(t) + x_2(t)$ 의 대역폭은 가청주파수 전체를 포함하게 된다. 그러므로 $\omega_c \geq 2\pi(40,000)$ 가 된다.

(c) (Sol) 그림은 생략합니다.

4.19

(a) (Sol)

$\varphi_1(t)$ 의 중심주파수는 5MHz 이므로 이것을 1MHz 반송파 주파수로 바꾸려면 4MHz 정현파로 믹싱후 중심주파수 1MHz, 대역폭 100kHz 인 BPF 를 통과 시키면 된다.

(b) (Sol)

식(4.8)에서

$$P(\omega) = \frac{2\pi a}{T_c} \sum \text{Sa}\left(\frac{n\omega_c a}{2}\right) \delta(\omega - n\omega_c) \text{ 이고, } a = T_c / 2 \text{ 이므로 } P(\omega) = \pi \sum \text{Sa}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \delta(\omega - n\omega_c) \text{ 이다.}$$

$\omega_c = 8\pi 10^6$ 으로 하였을 때, $\varphi_1(t)p(t)$ 는 주파수 영역에서 컨볼루션이 되어 $\frac{1}{2\pi} \Phi_1(\omega) * P(\omega)$ 이다. 이 결과를 중심주파수 4MHz인 BPF를 거치면 다음 스펙트럼을 얻을 수 있다.

$$\Phi_2(\omega) = \frac{1}{2} \text{Sa}(\pi/2) \Phi_1(\omega + 8\pi 10^6). \text{ 그러므로 } \varphi_2(\omega) = \frac{1}{2} \text{Sa}(\pi/2) x(t) \cos(2\pi 10^6 t) \text{ 이다.}$$

4.20

(a) (Sol) 그림은 생략합니다.

(b) (Sol)

DSB-LC의 변조신호는 $m = (\text{message signal's peak amplitude}) / (\text{Pilot's peak amplitude}) = 0.5$

(c) (Sol) 11.1%

(d) (Sol)

$$\begin{aligned} \varphi(t) &= 10\{1 + 0.5 \cos(200\pi t)\} \cos(2000\pi t) \\ &= 10 \cos(2000\pi t) + 2.5 \cos(1800\pi t) + 2.5 \cos(2200\pi t) \end{aligned}$$

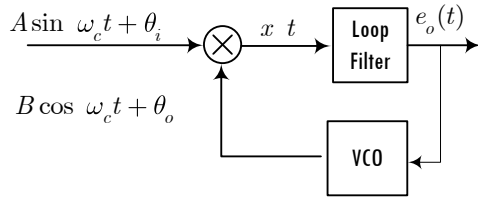
이다. 그림은 생략합니다.

4.21 (Sol) 995~2055kHz

4.22

(a) (Sol) $y(t) = \{A + x(t)\} / 2$

(b) (Sol)



1) VCO : 입력 값에 대하여 주파수가 변하는 사인 신호를 출력하는 기능을 한다. 입력 신호가 $e_o t$ 일 때, 출력 신호의 주파수는 다음과 같다.

$$\omega t = \omega_c + c e_o t$$

c 는 VCO의 상수이고 ω_c 는 입력 값이 0 일 때의 주파수다. 입력 전압에 따라 출력 신호의 주파수가 변하는 특성을 이용하여 반송파를 추출한다.

2) 반송파 추출 : PLL의 입력 신호를 $A \sin \omega_c t + \theta_i$, VCO의 출력 신호를 $B \cos \omega_c t + \theta_o$ 라고 할 때 이 두 신호를 곱한 신호는 다음과 같다.

$$x(t) = AB \sin \omega_c t + \theta_i \cos \omega_c t + \theta_o = \frac{AB}{2} [\sin \theta_i - \theta_o + \sin 2\omega_c t + \theta_i + \theta_o]$$

이 때, $\sin 2\omega_c t + \theta_i + \theta_o$ 는 고주파 신호 이므로 loop filter에 의해 사라지게 된다. 그러므로 VCO의 입력 신호는

$$e_o = \frac{AB}{2} \sin \theta_e \quad \theta_e = \theta_i - \theta_o$$

이다.

즉, 입력 신호의 위상과 출력 신호의 위상이 같아질 때까지 PLL은 동작하여 VCO의 출력으로부터 수신된 신호의 반송파를 추출 할 수 있게 된다.

4.23

(a) (Sol)

$x(t)$ 의 푸리에 변환 결과는

$$x(t) = \sin(2000\pi t) + \cos(4000\pi t)$$

$$X(\omega) = j\pi[\delta(\omega - 2000\pi) - \delta(\omega + 2000\pi)] + \pi[\delta(\omega - 4000\pi) + \delta(\omega + 4000\pi)]$$

이다. 이것이 DSB-SC 변조된 신호는

$$\begin{aligned} \varphi_{\text{DSB-SC}}(t) &= x(t)c(t) \\ &= [\sin(2000\pi t) + \cos(4000\pi t)] \cos(20000\pi t) \\ &= \cos(20000\pi) \sin(2000\pi t) + \cos(20000\pi t) \cos(4000\pi t) \\ &= \frac{1}{2} \sin(22000\pi t) - \sin(18000\pi t) + \frac{1}{2} \cos(24000\pi t) + \cos(16000\pi t) \end{aligned}$$

이고 이것의 푸리에 변환 결과는

$$\begin{aligned} \varphi_{\text{DSB-SC}}(\omega) &= \frac{1}{2} \{j\pi[\delta(\omega - 22000\pi) - \delta(\omega + 22000\pi)] - j\pi[\delta(\omega - 18000\pi) - \delta(\omega + 18000\pi)] \\ &\quad + \pi[\delta(\omega - 24000\pi) + \delta(\omega + 24000\pi)] + \pi[\delta(\omega - 16000\pi) + \delta(\omega + 16000\pi)]\} \end{aligned}$$

이다. 스펙트럼 그림은 생략합니다.

(b) (Sol)

상측파대를 보내는 SSB 변조 신호는 DSB-SC된 신호의 스펙트럼에서 BPF를 취한 것과 같으므로 이 영역에 대한 주파수 영역에서의 신호는

$$\varphi_{\text{DSB-SC}}(\omega) = \frac{1}{2} \{j\pi[\delta(\omega - 22000\pi) - \delta(\omega + 22000\pi)] + \pi[\delta(\omega - 24000\pi) + \delta(\omega + 24000\pi)]\}$$

이고, 이를 푸리에 역변환 하면

$$\varphi_{\text{SSB}+}(t) = \frac{1}{2} \{ \cos(24000\pi t) + \sin(22000\pi t) \}$$

이다.

4.24 (Sol)

$$x_H(t) = \sin\left(t - \frac{\pi}{2}\right) = \cos t$$

$$\varphi_{\text{SSB}-} = x(t) \cos \omega_c t + x_H(t) \sin \omega_c t = \sin t \cos \omega_c t + \cos t \sin \omega_c t$$

4.25 (Sol)

$$\varphi_{\text{SSB}\pm}(t) = x(t) \cos \omega_c t \mp x_H(t) \sin \omega_c t$$

주어진 신호 $x(t) = \cos 200\pi t \cos 300\pi t = 0.5 \cos 100\pi t + \cos 500\pi t$ 이고,

$x_H(t) = 0.5 \sin 100\pi t + \sin 500\pi t$ 이다. 그러므로

$$\begin{aligned} \varphi_{\text{SSB}+}(t) &= x(t) \cos \omega_c t - x_H(t) \sin \omega_c t \\ &= 0.5 \cos 100\pi t + \cos 500\pi t \cos 3000\pi t - 0.5 \sin 100\pi t + \sin 500\pi t \sin 3000\pi t \\ &= 0.5 \cos 3100\pi t + \cos 2900\pi t + \cos 3500\pi t + \cos 2500\pi t \\ &\quad - 0.5 \cos 2900\pi t - \cos 3100\pi t + \cos 3500\pi t - \cos 2500\pi t \\ &= \cos 3100\pi t + \cos 2500\pi t \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \varphi_{\text{SSB}-}(t) &= x(t) \cos \omega_c t + x_H(t) \sin \omega_c t \\ &= 0.5 \cos 100\pi t + \cos 500\pi t \cos 3000\pi t + 0.5 \sin 100\pi t + \sin 500\pi t \sin 3000\pi t \\ &= 0.5 \cos 3100\pi t + \cos 2900\pi t + \cos 3500\pi t + \cos 2500\pi t \\ &\quad + 0.5 \cos 2900\pi t - \cos 3100\pi t + \cos 3500\pi t - \cos 2500\pi t \\ &= \cos 2900\pi t + \cos 3500\pi t \end{aligned}$$

4.26 (Sol) SSB-SC에서는 제곱방식과 PLL을 이용하여 반송파 동기를 할 수 없다.

$$\varphi_{\text{SSB}}(t) = x(t) \cos \omega_c t \mp x_H(t) \sin \omega_c t = E(t) \cos\{\omega_c t + \theta(t)\}$$

$$E(t) = \sqrt{x^2(t) + x_H^2(t)}, \quad \theta(t) = \tan^{-1} \left[\frac{\pm x_H(t)}{x(t)} \right]$$

여기서 $\varphi_{\text{SSB}}(t)$ 를 제곱하면

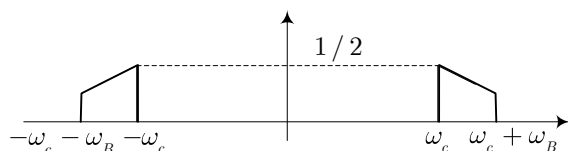
$$\varphi_{\text{SSB}}^2(t) = E^2(t) \cos^2[\omega_c t + \theta(t)] = E^2(t) \{1 + \cos[2\omega_c t + 2\theta(t)]\}$$

이 된다. $E^2(t)$ 는 BPF에서 제거되나, 두번째 항으로부터 복원되는 PLL 출력은 $A \cos\{2\omega_c t + 2\theta(t)\}$ 이다. 그러나 우리가 원하는 신호는 $A \cos(2\omega_c t)$ 이므로 제곱방식과 PLL을 이용한 SSB 동기검파는 불가능하다.

4.27

(a) (Sol)

$H_1(\omega)$ 필터 통과 전의 신호를 $x_0(t)$ 라고 할 때, $x_0(t) = 0.5X(\omega) * \{\delta(\omega - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_c)\}$ 이다.
따라서 $x_1(t)$ 는 $x_1(t) = \mathbf{F}^{-1} \left[0.5H_1(\omega) \{X(\omega - \omega_c) + X(\omega + \omega_c)\} \right]$

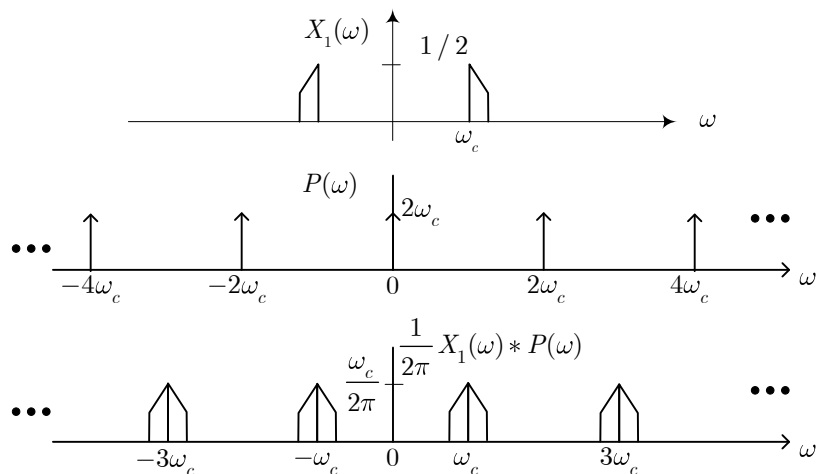


(b) (Sol)

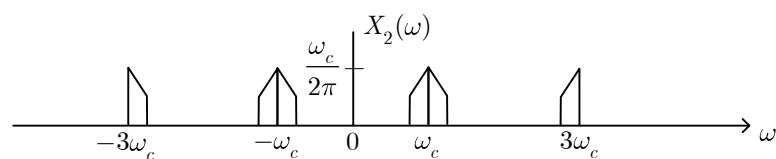
$p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT)$ 의 푸리에 변환은

$$P(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \omega_0 \delta(\omega - n\omega_0) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{2\pi}{T} \delta(\omega - n\omega_0) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} 2\omega_c \delta(\omega - 2n\omega_c) \text{ 이므로 } H_2(\omega) \text{ 필터 통과}$$

전의 스펙트럼은 $F\{x_1(t)p(t)\} = \frac{1}{2\pi} X_1(\omega) * P(\omega)$ 이다.



$x_2(t)$ 의 스펙트럼



4.28

(a) (Sol) 중심주파수가 $\pm\omega_c$ 인 BPF

$$x(t) \cos^3 \omega_c t = x(t) \left[\frac{3}{4} \cos \omega_c t + \frac{1}{4} \cos 3\omega_c t \right]$$

필요한 변조신호는 $\frac{3}{4}x(t)\cos\omega_c t$ 이고 제거할 변조신호는 $\frac{1}{4}x(t)\cos 3\omega_c t$ 이므로,

중심주파수가 $\pm\omega_c$ 인 BPF가 필요하다.

(b) (Sol) $\omega_c \geq 2\pi B$

$x(t)$ 의 대역폭이 $2\pi B$ 일 때, 스펙트럼간의 간섭을 피하려면 $3\omega_c - \omega_c \geq 4\pi B$ 를 만족해야 한다.
그러므로 $\omega_c \geq 2\pi B$ 이다.

4.29 (Sol) 코딩 생략

4.30 (Sol) 코딩 생략

Chapter 05 연습문제

5.1 (Sol) a, c

5.2 (Sol) b

5.3 (Sol) a, b

5.4 (Sol) 답 없음

5.5 (Sol) 답 없음

5.6 (Sol) $f_i = \frac{\omega_i}{2\pi} = 100 + 15 \cos 30\pi t$

5.7 (Sol)

$$\text{PM의 경우: } \Delta\phi = k_p x_p = k_p, \quad \Delta f = \frac{k_p \dot{x}_p}{2\pi} = \frac{k_p}{2\pi^2}$$

$$\text{FM의 경우: } \Delta\phi = k_f \int_{-\infty}^t x(\tau) d\tau = k_f \frac{\pi}{4}, \quad \Delta f = \frac{k_F x_p}{2\pi} = \frac{k_F}{2\pi} [\text{Hz}]$$

5.8

(a) (Sol) 14.56kHz

(b) (Sol) 14.56kHz

5.9

(a) (Sol) 606Hz

(b) (Sol) 1312Hz

5.10

(a) (Sol) 10Hz

(b) (Sol) 1020Hz

(c) (Sol)

$$\begin{aligned}
\varphi_{\text{FM}}(t) &= A_c \cos\{2\pi f_c t + 20\pi \int_0^T \cos(1000\pi\tau) d\tau\} \\
m(t) &= \cos(1000\pi t), f_m = \frac{1000\pi}{2\pi} = 500, g(t) = \int_0^T m(\tau) d\tau = \frac{1}{1000\pi} \sin(1000\pi t) \\
\Delta f &= k_f \max |m(t)| = 10, \beta = \Delta f / f_m = 10 / 500 = 0.02 \\
\varphi_{\text{FM}}(t) &= A_c \cos\{2\pi f_c t + 20\pi g(t)\} = A_c \cos\{2\pi f_c t + \beta \sin 1000\pi t\} = \text{Re}\{A_c e^{j2\pi f_c t} e^{j\beta \sin 1000\pi t}\} \\
e^{j\beta \sin 1000\pi t} &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{j1000\pi n t} \\
c_n &= 500 \int_{-\frac{1}{1000}}^{\frac{1}{1000}} e^{j\beta \sin 1000\pi t} e^{-j1000\pi n t} dt c_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\beta \sin x - nx)} dx = J_n(\beta)
\end{aligned}$$

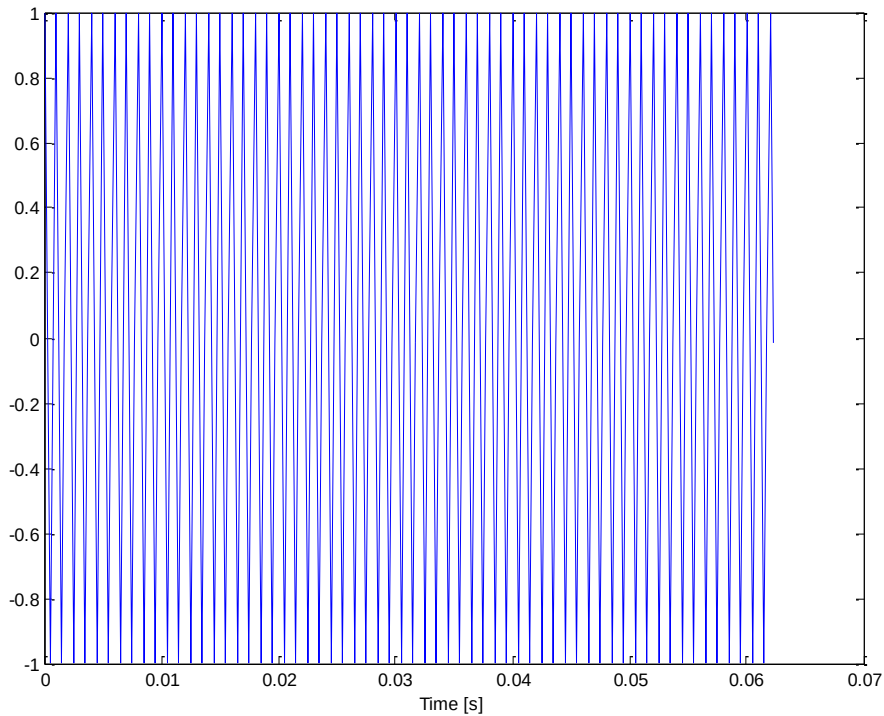
($1000\pi t = \omega_m t = x$ 로 치환)

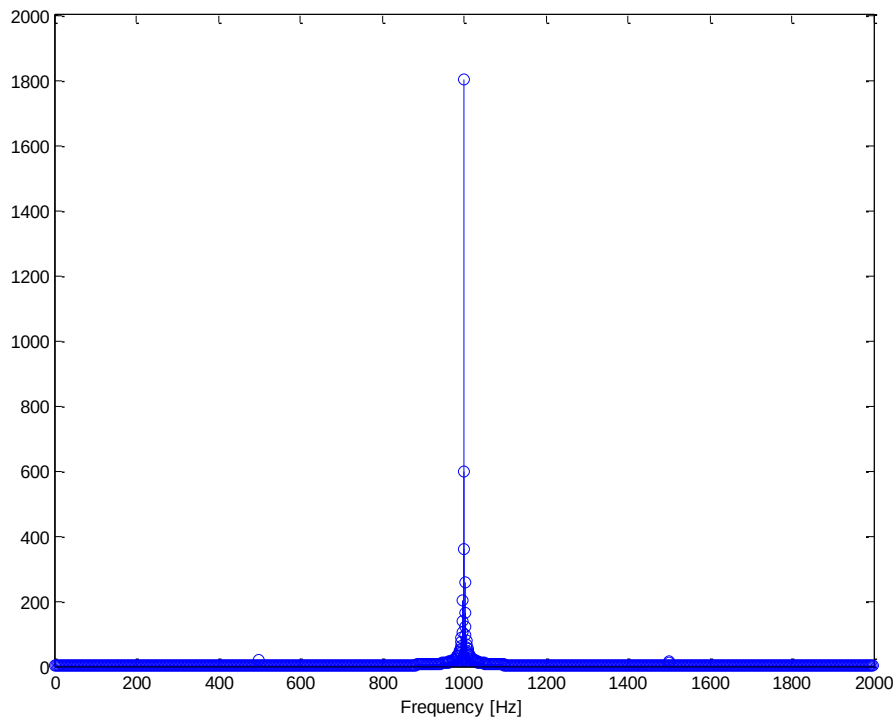
$$\varphi_{\text{FM}}(t) = \text{Re}\{A_c e^{j2\pi f_c t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) e^{j1000\pi n t}\} = A_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos\{2\pi(f_c + 500n)t\}$$

(d) (Sol)

$$\begin{aligned}
\varphi_{\text{FM}}(t) &= A_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos\{(\omega_c + 1000\pi n)t\} \\
\Phi_{\text{FM}}(\omega) &= \pi A_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \delta(\omega - 1000\pi n) + \delta(\omega + 1000\pi n)
\end{aligned}$$

$A_c = 1$, f_c 를 2kHz라고 가정하면, 다음과 같은 결과를 얻는다.





이 파형은 NBFM으로 $n=0$ 일 때, $J_0(0.02) = 0.9999$, $J_1(0.02) = 0.01$, $J_2(0.02) = 5 \times 10^{-5}$ 로 1kHz와 500, 1500Hz 성분이 미약하게 존재한다.

```
% FM signal using Bessel function

Fc=1000; % carrier 10kHz
Fm=500; % Message Signal = 500kHz
fs=4*Fc; % sampling frequency (Nyquist limitation!)
t=0:1/(fs):1;
Y=zeros(1,length(t));
beta=0.02;

for n=-3:3
    Y=Y+besselj(n, beta).*cos( 2*pi*(Fc+n*Fm).*t);
end

figure(1); plot(t(1:250),Y(1:250));
xlabel('Time [s]')

% FM Spectrum using Bessel function

%matlab FFT = figure; %create a new figure
Y = fft(Y); %Frequency spectrum of y(t)
figure(2);
del_f=fs/length(Y);
freq=0:del_f:fs-del_f;
stem(freq(1:2000),abs(Y(1:2000))); %use abs
xlabel('Frequency [Hz]')
```


5.11 (Sol) 답 생략

5.12

(a) (Sol)

$$\omega_i(t) = \frac{d\varphi_{\text{FM}}(t)}{dt} = (10000\pi + 100\pi \cdot x(t))$$

$$10000\pi \leq \omega_i(t) \leq 10000\pi + 100\pi \rightarrow 2\Delta\omega = 100\pi \rightarrow \Delta\omega = 50\pi \rightarrow \Delta f = 25 \text{ [Hz]}$$

(b) (Sol)

$$D_n = \frac{1}{T} \int_{\langle T \rangle} x(t) e^{-jn\omega_0 t} dt = \frac{1}{0.002} \int_{-0.0005}^{0.0005} e^{-jn\omega_0 t} dt = \frac{1}{0.002} \frac{e^{-j1000\pi n t}}{-j1000\pi n} \Big|_{-0.0005}^{0.0005} = \text{Sa}\left(\frac{n\pi}{2}\right)$$

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{Sa}\left(\frac{n\pi}{2}\right) e^{j1000\pi n t}$$

n	0	1	2	3	4	5	6	7	8
D_n	1	0.636 6	0	-0.2122	0	0.12 73	0	- 0.0909	0

위 표에서 $n=3$ 까지만 $n=0$ 일때의 D_n 의 15% 이상이 되므로 메시지 신호의 대역폭은 $3\omega_0 = 3000\pi$ 즉, 1500[Hz]이다.

(c) (Sol) 그러므로 카슨의 규칙에 따라서 대역폭은

$$\text{BW} = 2(\Delta f + f_m) = 2(25 + 1500) = 3050 \text{ [Hz]} \text{이다.}$$

5.13

(a) (Sol) $\omega_i(t) = 2\pi 10^5 + 2000\pi \cos 1000\pi t + 50000\pi \cos 5000\pi t$

$$\Delta\omega = 52000\pi \rightarrow \text{BW} = 2(5000\pi + 52000\pi) \rightarrow \text{BW} = 5700\text{Hz}$$

(b) (Sol)

두 메시지 $x(t)$ 와 $y(t)$ 가 동일한 주파수로 DSB-SC 변조되어 중첩이 되고 있다. $y(t)$ 의 대역폭이 넓어 결국 $x(t)$ 를 덮게 되어 전체 대역폭은 40kHz이다.

(c) (Sol)

$x(t)y(t)$ 는 주파수 영역에서 컨볼루션이므로 주파수가 30kHz가 된다. 그리고 이 신호를 DSB-SC 변조하면 60kHz가 대역폭이다.

(d) (Sol)

$z(t) = \cos\{2\pi 10^6 t + 20\pi x(t)\}$ 는 EM 변조신호로 $\Delta\omega = 20\pi \times 2000 = 40000\pi$ 이므로 대역폭은 $2(10\text{k} + 20\text{k}) = 60\text{kHz}$ 이다. $z(t)y(t)$ 는 주파수 영역에서 컨볼루션이므로 100kHz가 대역폭인 된다.

5.14 (Sol)

$$v_i(t) = a(t) \cos \theta(t), \theta(t) = \omega_c t + k_F \int_{-\infty}^t m(\alpha) d\alpha$$

하드리미터의 출력값 $v_0(t)$ 는 $v_i(t) = a(t) \cos \theta(t)$ 가 양수인지 음수인지에 따라서 ± 1 의 값을 가지므로

$$v_0(\theta) = \begin{cases} 1 & \cos \theta > 0 \\ -1 & \cos \theta < 0 \end{cases}$$

θ 의 함수인 v_0 는 주기가 2π 인 구형파 함수이므로 푸리에 급수로 전개하면

$$v_0(\theta) = \frac{4}{\pi} \left(\cos \theta - \frac{1}{3} \cos 3\theta + \frac{1}{5} \cos 5\theta + \dots \right) \text{ 이다.}$$

그렇다면

$$\begin{aligned} v_0[\theta(t)] &= v_0[\omega_c t + k_F \int_{-\infty}^t m(\alpha) d\alpha] \\ &= \frac{4}{\pi} \left\{ \cos[\omega_c t + k_F \int_{-\infty}^t m(\alpha) d\alpha] - \frac{1}{3} \cos 3[\omega_c t + k_F \int_{-\infty}^t m(\alpha) d\alpha] + \frac{1}{5} \cos 5[\omega_c t + k_F \int_{-\infty}^t m(\alpha) d\alpha] + \dots \right\} \end{aligned}$$

여기서 BPF에 통과시키면

$$e_0(t) = \frac{4}{\pi} \cos[\omega_c t + k_F \int_{-\infty}^t m(\alpha) d\alpha]$$

5.15 (Sol)

$$\varphi_{EM}(t) = \text{Re}\{10e^{j\omega_c t + a \sin \omega_1 t + b \sin \omega_2 t}\} = \text{Re}[10e^{j\omega_c t} \{e^{j a \sin \omega_1 t + b \sin \omega_2 t}\}]$$

$$e^{j a \sin \omega_1 t} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_1 t}, C_n = \frac{\omega_1}{2\pi} \int_{-\pi/\omega_1}^{\pi/\omega_1} e^{ja \sin \omega_1 t} e^{-jn\omega_1 t} dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j a \sin x - nx} dx$$

$$e^{j a \sin \omega_1 t} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(a) e^{jn\omega_1 t}$$

$$e^{j b \sin \omega_2 t} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m e^{jm\omega_2 t}, C_m = \frac{\omega_2}{2\pi} \int_{-\pi/\omega_2}^{\pi/\omega_2} e^{jb \sin \omega_2 t} e^{-jm\omega_2 t} dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j b \sin x - mx} dx$$

$$e^{j b \sin \omega_2 t} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_m(b) e^{jm\omega_2 t}$$

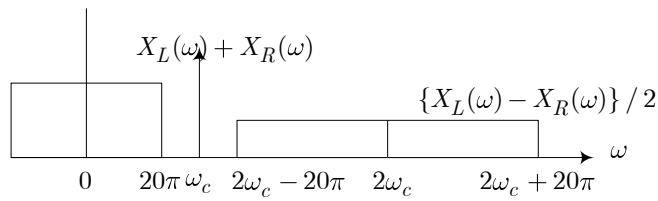
$$\varphi_{EM}(t) = \text{Re} \left\{ 10 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_m(b) J_n(a) e^{j\omega_c t + n\omega_1 t + m\omega_2 t} \right\} = 10 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_m(b) J_n(a) \cos(\omega_c + n\omega_1 + m\omega_2) t$$

5.16

(a) (Sol)

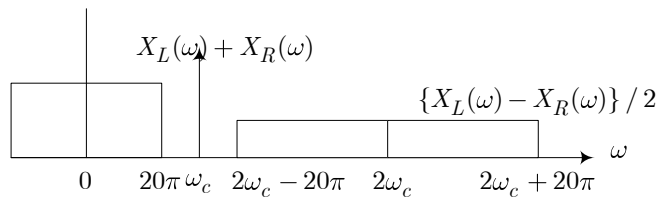
$$x(t) = x_L(t) + x_R(t) = x_L(t) - x_R(t) \cos 2\omega_c t + \alpha \cos(\omega_c)$$

$$X_L(\omega) = \text{rect}\left(\frac{\omega}{40\pi}\right), X_R(\omega) = 10\Lambda\left(\frac{\omega}{20\pi}\right)$$



(b) (Sol)

$$x_L(t) = 20\text{Sa}(20\pi t) \rightarrow X_L(\omega) = \text{rect}\left(\frac{\omega}{40\pi}\right), \quad x_R(t) = 100\text{Sa}^2(10\pi t) \rightarrow X_R(\omega) = 10\Lambda\left(\frac{\omega}{20\pi}\right)$$



L+R과 변조된 L-R신호가 중첩되지 않는 최소의 주파수를 찾으면 $\omega_c = 20\pi$ 된다. 그러므로 $f_c = 10 \text{ Hz}$ 이다.

5.17

(Sol) 식 (5.36)에서 $\theta_r(t) = \theta_{EM} + \tan^{-1} \left\{ \frac{I \sin(\theta_I - \theta_{EM})}{A_c} \right\}$ 가 되는데 $\frac{I \sin(\theta_I - \theta_{EM})}{A_c}$ 가 원정보를 왜곡하는 요인이 된다. 그러므로 간섭은 반송파 신호크기 A_c 에 반비례한다. 그러나 DSB-SC는 $x(t) \cos \omega_c t$ 에 간섭이 더해지므로 FM의 경우보다 훨씬 영향을 받게된다.

5.18 (Sol) 그림 및 코딩 생략

5.19 (Sol) 그림 및 코딩 생략

5.20 (Sol) 그림 및 코딩 생략

Chapter 06 연습문제

6.1 (Sol) b

6.2 (Sol) b

6.3 (Sol) a

6.4 (Sol) b

6.5 (Sol) b

6.6 (Sol) a

6.7 (Sol) 답 없음

6.8 (Sol) AWGN의 평균이 0이므로 분산은 $E[\{\mu - x(t)\}^2] = E[x(t)]^2 = \sigma^2$ 이 된다. 그러므로 제시한 AWGN의 전력은 σ^2 이다.

6.9 (Sol)

온도가 -10°C 일 때의 관심 대역폭 B[Hz] 내의 잡음 전력은

$$P_n = kTB = (1.38 \times 10^{-23}) \times (273 - 10) \times (20 \times 10^6) = 7258.8 \times 10^{-17} [\text{W}]$$

이고, 온도가 30°C 일 때의 관심 대역폭 B[Hz] 내의 잡음 전력은

$$P_n = kTB = (1.38 \times 10^{-23}) \times (273 + 30) \times (20 \times 10^6) = 8362.8 \times 10^{-17} [\text{W}] \text{ 이다.}$$

6.10 (Sol)

AM 라디오 신호의 대역폭을 10kHz, FM 라디오 신호의 대역폭을 200kHz로 가정하면,

$$N_{\text{AM}} = kTB = 1.38 \times 10^{-23} \cdot 290 \cdot 10 \times 10^3 = 4.2006 \times 10^{-17} \text{ W}$$

$$N_{\text{FM}} = kTB = 1.38 \times 10^{-23} \cdot 290 \cdot 200 \times 10^3 = 8.004 \times 10^{-16} \text{ W}$$

6.11 (Sol)

상온에서 계산하면,

$$P(\text{dBm}) \simeq -174 + 10 \log B = -174 + 10 \log(6 \times 10^6) = -106.2185 \text{ 이고}$$

$$N_0 / 2 = kT / 2 = 2 \times 10^{-21} \text{ 이다.}$$

6.12 (Sol) loss/km가 40[dB]이므로 5km이면 $5 \times 40 = 200[\text{dB}]$ 의 손실이 난다.

6.13 (Sol)

채널 감쇄가 없다면 필요한 송신 전력은 다음과 같다.

$$20\text{dB}=100=\frac{S_o}{N_o}=\frac{S_o}{N_o B}=\frac{S_o}{10^{-14}\times 3\times 10^6}\Rightarrow S_o=3\times 10^{-6}$$

그러므로 채널 감쇄를 고려한 송신 전력은 다음과 같다.

$$S_{\text{Tx}}=10\log_{10} S_o+80=10\log_{10}(3\times 10^{-6})+80=24.77[\text{dBW}]$$

$$S_{\text{Tx}}=300\text{W}$$

6.14

(a) (Sol)

$$\text{SNR}=\frac{A_c^2 P_x}{2N_0 B_x}$$

$$A_c^2 P_x=2N_0 B_x \text{SNR}=2\times(1.38\times 10^{-23})\times 290\times 10^4\times 10^{\frac{45}{10}}\approx 2.53\times 10^{-12}$$

(b) (Sol)

$$2.53\times 10^{-12}=P_t G_t G_r \{\lambda/(4\pi R)\}^2$$

$$P_t=\frac{2.53\times 10^{-12}}{G_t G_r \{\lambda/(4\pi R)\}^2}=\frac{2.53\times 10^{-12}\times (4\pi\times 10^4)^2}{1\times 3\times \left\{\frac{3\times 10^8}{700\times 10^3}\right\}}=3.12\times 10^{-5}[\text{W}]=-15.06[\text{dBm}]$$

6.15

(Sol)

(a) DSB-SC(단, $A_c=1$)

$$\text{SNR}=\frac{A_c^2 P_x}{2N_0 B_x}=\frac{1\times 10}{2\times 1.38\times 10^{-23}\times 290\times 10^7}\approx 1.24\times 10^{14}$$

$$\text{SNR}[\text{dB}]=10\log \text{SNR}=141[\text{dB}]$$

(b) DSB-LC(단, $A_c=1$, $k_a=0.5$)

$$\text{SNR}=\frac{A_c^2 k_a^2 P_x}{2N_0 B_x}=\frac{1\times 0.5^2\times 10}{2\times 1.38\times 10^{-23}\times 290\times 10^7}\approx 3.12\times 10^{13}$$

$$\text{SNR}[\text{dB}]=10\log \text{SNR}=135[\text{dB}]$$

(c) SSB(단, $A_c=1$)

SNR의 대역폭은

$$\text{SNR}=\frac{A_c^2 P_x}{4N_0 B_x}=\frac{1\times 10}{4\times 1.38\times 10^{-23}\times 290\times (10^7)}\approx 6.25\times 10^{13}$$

$$\text{SNR}[\text{dB}]=10\log \text{SNR}=138[\text{dB}]$$

이 되어 DSB-SC보다 성능이 나쁜 것처럼 보이나 실제로는 변조된 신호의 전력 P_φ 가 서로 다르기 때문이다.

(d) FM(단, $A_c=1$, $\beta=5$)

$$\text{SNR} = \frac{3A_c^2 k_F^2 P_x}{8N_0 \pi^2 B_x^3} = \frac{3\pi A_c^2 k_F^2 P_x}{N_0 \omega_x^3} = \beta^2 \frac{3\pi A_c^2}{N_0 \omega_x} \left(\frac{P_x}{x_p^2} \right)$$

$$\text{SNR} = 5^2 \frac{3\pi}{N_0 (2\pi 10^7)} \left(\frac{10}{x_p^2} \right) = 9.37 \times 10^{15} \frac{1}{x_p^2}$$

$$\text{SNR} = 10 \log(9.37 \times 10^{15}) - 20 \log x_p \simeq 160 - 20 \log x_p [\text{dB}]$$

문제에서 $x_p = \max |x(t)|$ 가 주어져 있지 않으므로 이렇게 표현할 수 있다.

6.16 (Sol)

변조 신호 $x(t)$ 의 전력은 1[W]이므로 신호 전력은 $S_r = \overline{10x(t) \cos 20t}^2 = 10^2 \overline{x^2(t)} / 2 = 50$ 이다.

중심 주파수 $20 / 2\pi$ [Hz]로 대역폭이 5[Hz]인 BPF 통과한 후, 잡음 전력은 다음과 같다.

$$\overline{n^2(t)} = \overline{n^2} = 2 \int_{\frac{10}{\pi} - 2.5}^{\frac{10}{\pi} + 2.5} \frac{N_0}{2} df = 5N_0 = 2 \times 5 \times \frac{N_0}{2}$$

그러므로 BPF 출력단에서 SNR은 $50 / 5N_0 = 10 / N_0$ 이다. 여기서 변조된 신호 $10x(t) \cos(20t)$ 의 대역폭은 BPF보다 작거나 같다는 가정이 깔려있다.

6.17 (Sol)

식(6.17)에서

$$P[\text{dBm}] = 10 \log(kTB \times 1000) \simeq -174 + 10 \log B \text{이므로}$$

$$6[\text{MHz}] : P = -174 + 10 \log 6 \times 10^6 = -106.2$$

$$8[\text{MHz}] : P = -174 + 10 \log 8 \times 10^6 = -105$$

$$20[\text{MHz}] : P = -174 + 10 \log 8 \times 10^6 = -101$$

6.18 (Sol)

수신된 DSB-SC 신호를 $\varphi(t)$ 라고 하면 AWGN 잡음이 부가된 BPF를 통과한 RF 신호는

$r(t) = \varphi(t) + n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t$ 가 된다. 그리고 국부 발진기 $\cos \omega_c t$ 로 복조한 신호는 다음과 같다.

$$r(t) \cos \omega_c t = \varphi(t) \cos \omega_c t + n_c(t) \cos^2 \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \cos \omega_c t$$

위 식을 LPF를 통과 시키면 $\varphi(t) \cos \omega_c t + 0.5 n_c(t)$ 가 최종 복조 신호가 된다.

그러므로 이것의 신호전력 $S = 0.5 P_\varphi = 0.5 \times 2 \times (2W \times P_0 \times 0.5) = W P_0$ 이고, 잡음전력

$$N = 0.5 \times (2 \times W \times N_0 / 2) = 0.5 W N_0 \text{이다. 그러므로}$$

$$\text{SNR} = W P_0 / (0.5 W N_0) = 2 P_0 / N_0$$

이다.

6.19 (Sol)

[표6-2]에서 FM의 FOM은 $\frac{3(k_F^2 P_x)}{\omega_x^2}$, PM의 FOM은 $k_P^2 P_x$ 이다.

$$x(t) = \sin^2 \omega_m t = \frac{1}{2}(1 - \cos 2\omega_m t) \rightarrow P_x = \frac{1}{4}E(1 - 2\cos 2\omega_m t + \cos^2 2\omega_m t) = \frac{1}{4} + \frac{1}{8} = \frac{3}{8} \text{ 이다. 그러므}$$

로 $\frac{3(k_F^2 P_x)}{\omega_x^2} > k_P^2 P_x \rightarrow k_F^2 > k_P^2 \omega_x^2 / 3 = k_P^2 \omega_m^2 / 3$ 를 만족하는 경우, FM이 PM보다 SNR 성능이 우수하다.

$$\text{SNR}_{\text{PM}} = \frac{\pi A^2 k_p^2}{n\omega_m} x^2(t) = \frac{\pi A^2 k_p^2}{2n\omega_m}$$

$$\text{SNR}_{\text{FM}} = \frac{3\pi A^2 k_f^2}{n\omega_m^3} x^2(t) = \frac{3\pi A^2 k_f^2}{2n\omega_m^3}$$

6.20

(a) (Sol)

$$\phi(t) = A_c x(t) \cos(\omega_c t)$$

$$P_\phi = 0.5 A_c^2 P_x$$

$$\text{SNR}_{\text{ref}} = \frac{A_c^2 P_x}{2N_0 B}, \text{SNR}_{\text{DSB-SC}} = \frac{A_c^2 P_x}{2N_0 B}$$

$$\text{FOM}_{\text{DSB-SC}} = \text{SNR}_{\text{ref}} / \text{SNR}_{\text{DSB-SC}} = 1$$

(b) (Sol)

$$\phi(t) = A_c \{1 + k_a x(t)\} \cos(\omega_c t)$$

$$P_\phi = \frac{A_c^2}{2} (1 + k_a^2 P_x)$$

$$\text{SNR}_{\text{DSB-LC}} = \frac{A_c^2 k_a^2 P_x}{2N_0 B}, \text{SNR}_{\text{ref}} = \frac{A_c^2 (1 + k_a^2 P_x)}{2N_0 B}$$

$$\text{FOM}_{\text{DSB-LC}} = \text{SNR}_{\text{DSB-LC}} / \text{SNR}_{\text{ref}} = \frac{k_a^2 P_x}{(1 + k_a^2 P_x)}$$

(c) (Sol)

$$\phi(t) = \frac{A_c}{2} x(t) \cos(\omega_c t) - \frac{A_c}{2} x_H(t) \sin(\omega_c t)$$

$$P_\phi = \frac{A_c^2}{4} P_x$$

$$\text{SNR}_{\text{ref}} = \frac{A_c^2 P_x}{4N_0 B}, \text{SNR}_{\text{SSB-SC}} = \frac{A_c^2 P_x}{4N_0 B}$$

$$\text{FOM}_{\text{SSB-SC}} = \text{SNR}_{\text{SSB}} / \text{SNR}_{\text{ref}} = 1$$

(d) (Sol)

$$\varphi(t)=A_c\cos\{\omega_c t+\theta(t)\}$$

$$P_\varphi=\frac{A_c^2}{2}$$

$$\text{SNR}_{\text{ref}}=\frac{A_c^2}{2N_0B},\text{SNR}_{\text{FM}}=\frac{3A_c^2k_F^2P_x}{8\pi^2N_0B^3}$$

$$\text{FOM}_{\text{SSB-SC}}\!=\!\text{SNR}_{\text{FM}}\!/\!\text{SNR}_{\text{ref}}\!=\!\frac{\frac{A_c^2}{2N_0B}}{\frac{3A_c^2k_F^2P_x}{8\pi^2N_0B^3}}\!=\!\frac{3(k_F^2P_x)}{(2\pi B)^2}\!=\!\frac{3k_F^2P_x}{\omega_x^2}$$

Chapter 07 연습문제

7.1 (Sol) b, c

7.2 (Sol) a

7.3 (Sol) 답 없음

7.4 (Sol) 답 없음

7.5 (Sol) 답 없음

7.6 (Sol) 답 없음

7.7

(a) (Sol)

AMI-NRZ와 AMI-RZ는 1이 짝수번째 발생할 때마다 극성이 바뀐다. 이것을 통하여 약간의 에러 검출이 가능하다.

(b) (Sol)

Unipolar NRZ, Unipolar RZ, Polar NRZ, Polar RZ

7.8.

(Sol) $X_s(\omega) = 150\pi \sum_{n=-\infty}^{\infty} \{\delta(\omega - 300\pi n - 400\pi) + \delta(\omega - 300\pi n + 400\pi)\}$

$$x_s(t) = x(t)p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t)\delta(t - n/150) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \cos(400\pi t)\delta(t - n/150)$$

식(4.12)에서 이상적인 임펄스 열 $p(t)$ 로 샘플링할 때, $p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_c) = \frac{1}{T_c} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\omega_0 t}$,

$\omega_0 = 300\pi$, $T_c = 1/150$ 이다. 그리고 이것의 푸리에 변환은 $P(\omega) = \frac{2\pi}{T_c} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_c)$ 이다. 그리

고 200[Hz] 정현파의 푸리에 변환 $X(\omega) = \pi\{\delta(\omega - 400\pi) + \delta(\omega + 400\pi)\}$ 이다.

이 두신호의 곱에 대한 푸리에 변환 결과는 식(4.16)에서

$$\mathbf{F}\{x(t)p(t)\} = 150\pi \sum_{n=-\infty}^{\infty} \{\delta(\omega - n\omega_c - 400\pi) + \delta(\omega - n\omega_c + 400\pi)\}$$

이다.

시간의 관점에서 $p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n/150)$ 이므로 샘플링된 신호는

$$x_s(t) = x(t)p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t)\delta(t - n/150) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \cos(400\pi t)\delta(t - n/150)$$

이다.

7.9

(a) (Sol)

32레벨을 이진수로 나타내기 위해서는 5비트가 필요하다. 1샘플이 5비트를 가지므로
 $5[\text{bits/sample}] \times 8000[\text{sample/s}] = 40\text{k bps}$ 가 된다

(b) (Sol)

서로 다른 4개의 레벨의 심벌은 두 비트씩을 표현할 수 있다. 그러므로 심벌률은
 $40000[\text{bps}] / 2[\text{bits/symbol}] = 20\text{k}[\text{symbols/s}]$ 이 된다.

(c) (Sol)

나이퀴스트 주파수 $f_N = f_s / 2 = 20\text{k} / 2 = 10\text{kHz}$ 이므로 기저대역에서 최소 대역폭은 10kHz이다.

(d) (Sol)

$$\alpha = f_x / f_N = 0.5$$

$$f_x = \alpha f_N = 5000$$

$$f_x + f_N = 15000$$

7.10 (Sol) 그림 생략

7.11

(a) (Sol)

$x(t)$ 는 2000π , 6000π , 10000π 의 주파수를 보유하고 있다. 그러므로 각 주파수에 대한 나이퀴스트 샘플링 주파수는 4000π , 12000π , 20000π 이며 이 세가지를 모두 만족하는 주파수는 이 세 수의 최소공배수인 60000π 이다. 그러므로 30kHz이다.

(b) (Sol) $x_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \{5 \cos 2000\pi t + 3 \sin 6000\pi t + 8 \cos 10000\pi t\} \delta(t - n / 5000)$

이 경우는 나이퀴스트 샘플링을 만족하지 못하므로 에일리어싱이 발생한다. 샘플링 펄스는

$$p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n / 5000)$$

이므로 샘플링된 이산 시간 신호는

$$\begin{aligned} x_s(t) &= x(t)p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t)\delta(t - n / 5000) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \{5 \cos 2000\pi t + 3 \sin 6000\pi t + 8 \cos 10000\pi t\} \delta(t - n / 5000) \end{aligned}$$

주파수 영역에서는 샘플링 펄스, $p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n / 5000) = 5000 \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\omega_0 t}$ 이다. 그리고 이것의

푸리에 변환은 $P(\omega) = 10000\pi \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - 10000\pi n)$ 이다. 그리고 원 신호의 푸리에 변환

$$\begin{aligned} X(\omega) &= 5\pi\{\delta(\omega - 2000\pi) + \delta(\omega + 2000\pi)\} + 3j\pi\{\delta(\omega - 6000\pi) - \delta(\omega + 6000\pi)\} \\ &\quad + 8\pi\{\delta(\omega - 10000\pi) + \delta(\omega + 10000\pi)\} \end{aligned}$$

이다. 그러므로

$$\begin{aligned} X_s(\omega) &= \mathbf{F}\{x(t)p(t)\} = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(\omega - n\omega_s) \\ &= 5000\pi \sum_{n=-\infty}^{\infty} [5\{\delta(\omega - 10000\pi n - 2000\pi) + \delta(\omega - 10000\pi n + 2000\pi)\} \\ &\quad + 3j\{\delta(\omega - 10000\pi n - 6000\pi) - \delta(\omega - 10000\pi n + 6000\pi)\} \\ &\quad + 8\{\delta(\omega - 10000\pi n - 10000\pi) + \delta(\omega - 10000\pi n + 10000\pi)\}] \end{aligned}$$

이다.

7.12

(Sol) $x(t)$ 의 스펙트럼 $X(\omega)$ 은 $Aj\pi[\delta(\omega + 1500\pi) - \delta(\omega - 1500\pi)]$ 이다. 이 신호의 대역폭은 750 Hz 이다. 이는 나이퀴스트 샘플링 주파수가 1500 Hz 임을 의미하고 샘플링 주파수는 이보다 높아야 된다. 주어진 샘플링 주파수는 3 kHz 으로 오버 샘플링 되었고 샘플링 된 신호의 스펙트럼 주파수 성분은 $750 \pm n3000$ Hz, $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ 가 된다. 이 신호에서 $x(t)$ 를 복원하기 위해서는 샘플링 된 신호에서 750 Hz 이외의 주파수 성분을 제외시키는 것이 필요하다. 그러므로 이상적인 복원 필터는 차단주파수가 750~2250[Hz]인 LPF가 되고 다음과 같이 설계한다.

7.13

(Sol)

SQNR은 비트 수 n 일 때, $6.02n$ [dB]이므로 SQNR이 20[dB] 이상이 되려면 $n > 3.3$ 이므로 최소 비트는 4비트이다. 그러므로 최소 레벨의 개수는 $2^4 = 16$ 이다. 나이퀴스트 샘플을 만족하려면 샘플링 주파수가 $f_s \geq 4000$ [Hz]이므로 5000Hz 샘플링을 하면 문제가 없다.

그러므로 20kbps의 데이터가 생성되므로 4비트씩 묶으면 5ksps가 된다. 그러므로 전송에 필요한 최소 대역폭은 기저대역에서 2.5kHz이다.

7.14

(a) (Sol) 문제에서 비트 전송률을 구하기 위해서는 수신기의 관점에서 고려해야 한다. 그러므로 수신기는 정합필터를 사용한 경우라고 생각한다. 식(7.19)는 단순히 이진 정보를 샘플링한 위치에서의 에러 확률을 의미한 것으로 이 수식에서는 전송률의 개념이 들어 있지 않다.

정합필터를 거친 후 샘플링한 유니폴라 RZ 부호는

$$y(T) = \begin{cases} E + n_o(T), & \text{bit 1} \\ n_o(T), & \text{bit 0} \end{cases}$$

이다. 그러므로 $E = A^2 T_b / 2$, $\sigma_n^2 = E[n_o^2(t)] = EN_0 / 2$,

$$p_e = Q\left(\frac{d_{\min}}{2\sigma_n}\right) = Q\left(\frac{E}{2\sqrt{EN_0/2}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{A^2 T_b}{4N_0}}\right)$$

이다. 여기서 $P_e < 10^{-4}$ 를 만족하려면 $Q(x)$ 에서 $x > 3.72$ 가 되어야 한다.

그러므로

$$\sqrt{\frac{A^2 T_b}{4N_0}} > 3.72 \rightarrow T_b > 0.0102 \rightarrow R_b = 1/T_b < 98.4$$

이다. 그러므로 최대 전송률은 98bps이다.

그리고 $\sigma_n^2 = EN_0 / 2 = \frac{A^2 T_b N_0}{4} > \frac{3.3^2 (0.0102)}{2} 10^{-3} = 5.5539 \times 10^{-5}$ 이다.

(b) (Sol) [예제 7.3]에서 유니폴라 RZ 신호의 대역폭은 $2 / T_B = 2 / 0.0102 = 196$ [Hz]이다.

(c) (Sol) 유니폴라 RZ의 비트전송률은 1bit/s/Hz 이므로 188.5bit/s이다.

7.15 (Sol)

$$\left. \frac{S_o}{N_o} \right|_{t=T_s} = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) S_i(\omega) e^{j\omega T_s} d\omega \right|}{\pi N_0 \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega} \leq \frac{1}{\pi N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |S_i(\omega)|^2 d\omega = \frac{2E}{N_0}$$

$$\left| \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) S_i(\omega) e^{j\omega T_s} d\omega \right| = \int_{-\infty}^{\infty} |S_i(\omega)|^2 d\omega \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega$$

를 만족하려면

$$\left| \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) S_i(\omega) e^{j\omega T_s} d\omega \right| = \int_{-\infty}^{\infty} |S_i(\omega)|^2 d\omega \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega$$

$$\left| \int_{-\infty}^{\infty} f_1(x) f_2(x) dx \right|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} |f_1(x)|^2 d\omega \int_{-\infty}^{\infty} |f_2(x)|^2 dx \text{ at } f_1(x) = k f_2^*(x)$$

$$H(\omega) = k S_i^*(\omega) e^{-j\omega T_s}, \quad k = 1$$

$$h(t) = s_i(T_s - t)$$

7.16

(a) (Sol) 코드 생략

(b) (Sol) 코드 생략

(c) (Sol) 코드 생략

Chapter 08 연습문제

8.1 (Sol) 답 없음

8.2 (Sol) 답 없음

8.3 (Sol) 답 없음

8.4 (Sol) a

8.5 (Sol) a

8.6 (Sol) b

8.7 (Sol) b

8.8 (Sol) 그림 생략

QPSK 는 I와 Q 채널의 bit 가 동시에 변할 때(00→11, 11→00, 01→10, 10→01) 위상이 π 변하면서 진폭이 $E_s \rightarrow 0 \rightarrow E_s$ 과 같이 변화한다. 이는 HPA 의 비선형 효과를 발생시켜 통과 대역의 신호를 왜곡시키고 부엽의 크기가 커지는 문제를 유발시킨다.

OQPSK 는 앞서 설명한 QPSK 의 문제를 해결하고자, I, Q 채널의 비트를 동시에 변화시키지 않고 시간차를 두고 한 비트씩 변화시킨다. 이 경우 위상의 최대 변화는 $\pi/2$ 가 되어 진폭의 변화가 QPSK 보다 작다. 그러나 이 역시 약간의 진폭 변화가 있으므로, 통과 대역의 신호를 왜곡시키고 부엽의 크기가 커지는 문제를 유발시킨다.

MSK 는 QPSK 와 OQPSK 의 문제를 해결하고자 발견된 것으로 진폭의 변화가 생기지 않고, 위상변화가 연속적이므로 HPA 의 비선형 효과를 감소시킬 수 있다. 그러나 위상 변화 속도가 일정하다가, 완전히 반대로 변화할 때 주파수 불연속이 발생하는 문제를 가진다.

8.9 (Sol) 그림 생략

8.10 (Sol) 최대 심벌율 R_s 는 대역폭과 동일하므로 10ksps이다. 16-PSK에서 1심벌은 4비트이므로 최대 비트레이트는 40kbps이다.

8.11

(a) (Sol) 16-QAM의 경우 한 심벌에 4bit의 정보를 전달한다. 1,000개의 부반송파를 사용하는 OFDM 시스템이므로 총 전달하는 비트 수는 $1000 \times 4 = 4000$ 비트이다.

(b) (Sol) 한 개 부반송파는 4비트를 보내고 부 반송파 간격은 $1\text{MHz}/1000=1000\text{Hz}$ 이다.

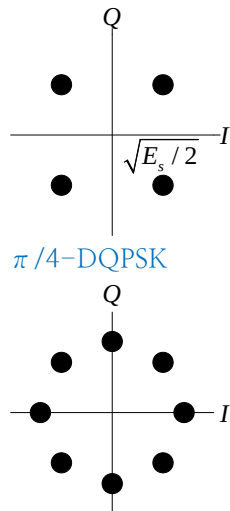
8.12 (Sol)

대역효율이 0.8bps/Hz이므로 10MHz 대역폭에 8Mbps의 전송율이 된다. 4비트가 한 개의

심벌로 표현되므로 2Msps의 전송률이 된다. 참고로 10[MHz]의 대역폭에 최대 전송률은 10Msps까지 가능하므로 최대 전송 효율은 1bps/Hz가 된다.

8.13 (Sol) 그림 생략

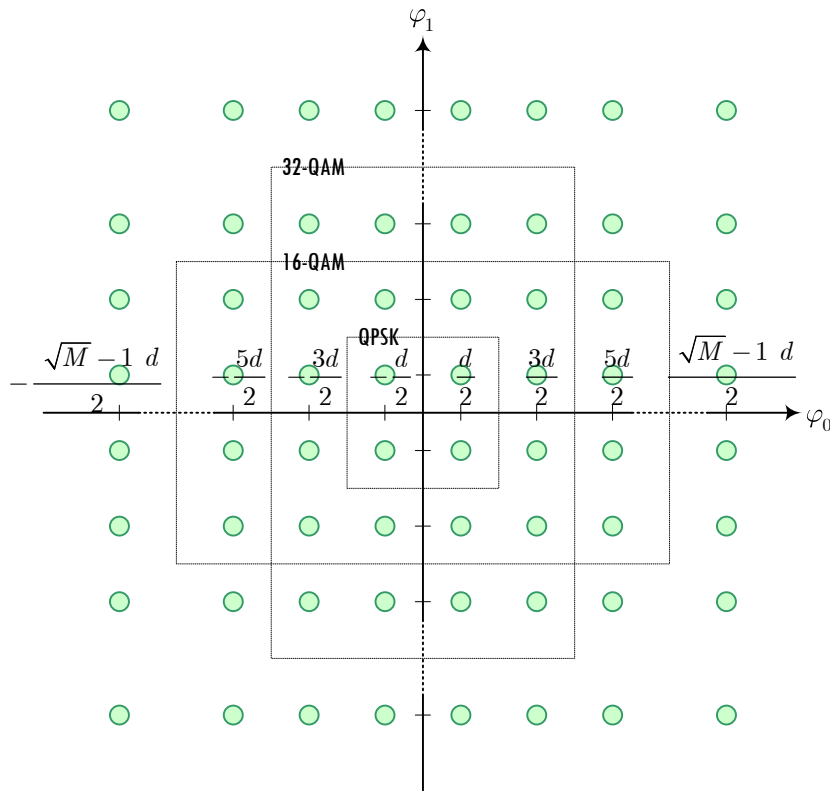
QPSK와 OQPSK의 성상도는 동일하다.



동기 검파의 경우 수신 반송파 복귀 관정에 서위상을 정확히 추적하여 수신신호의 위상을 찾아내는 슬라이스 출력에서 시간 $k-1$ 과 k 에서의 수신된 신호의 슬라이스 출력의 차이를 이용하면 원래 정보를 복원 가능하다. 이때 각 축의 잡음 전력이 σ^2 일 때 슬라이스에서의 전체 잡음은 $2\sigma^2$ 이다.

비동기식 검파의 경우 차분검파기를 이용한다. 위상이나 주파수 오차가 있는 연속된 두 신호를 곱하여 원하는 정보를 찾아낸다. 이 경우 잡음 전력이 $4\sigma^2$ 으로 동기검파방식에 비해 2 배정도 크다. 따라서 차분 검파를 이용한 것은 동기 검파에 비해 3dB 성능이 나쁘다.

$$8.14 \text{ (Sol) } 64\text{-QAM } P_e < 3.5Q\left(\sqrt{\frac{6}{21}} \frac{E_b}{N_0}\right), 256\text{-QAM } P_e < 3.75Q\left(\sqrt{\frac{1}{10.625}} \frac{E_b}{N_0}\right)$$



위 성상도에서 M -QAM의 평균 심벌 에너지는 $E_s = d^2 \left(\frac{M-1}{6} \right)$ 이다. $M=64$ 일 때, $E_s = d^2 \cdot 21/2$ 이고 각 심벌의 평균 이웃 심벌 개수는 $N_e = \frac{1}{16} (9 \times 4 + 6 \times 3 + 2) = 3.5$ 이다. 그러므로

$$P_e < N_e Q \left(\frac{d_{\min}}{2\sigma} \right) \text{에서 } d_{\min} = d = \sqrt{2E_s / 21}, 2\sigma^2 = N_0 \text{이므로 } P_e < 3.5Q \left(\sqrt{\frac{1}{21} \frac{E_s}{N_0}} \right) \text{이다.}$$

64QAM에서 $E_b = E_s / 6$ 이므로 $P_e < 3.5Q \left(\sqrt{\frac{6}{21} \frac{E_b}{N_0}} \right)$ 이다. 성상에서 비트매핑을 이웃 성상과 1비트 차이나는 Grey coding을 한 경우

$$P_b < \frac{3.5}{6} Q \left(\sqrt{\frac{6}{21} \frac{E_b}{N_0}} \right) \text{이다.}$$

$M=256$ 일 때, $E_s = d^2 \cdot 215/6 = 42.5d^2$ 이고 각 심벌의 평균 이웃 심벌 개수는 $N_e = (49 \times 4 + 14 \times 3 + 2) / 64 = 3.75$ 이다. 그러므로 $P_e < N_e Q \left(\frac{d_{\min}}{2\sigma} \right)$ 에서

$$d_{\min} = d = \sqrt{E_s / 42.5}, 2\sigma^2 = N_0 \text{이므로 } P_e < 3.75Q \left(\sqrt{\frac{1}{85} \frac{E_s}{N_0}} \right) \text{이다. 256-QAM에서 } E_b = E_s / 8$$

이므로 $P_e < 3.75Q \left(\sqrt{\frac{1}{10.625} \frac{E_b}{N_0}} \right)$ 이다. 성상에서 비트매핑을 이웃 성상과 1비트 차이나는 Grey

coding을 한 경우, $P_b < \frac{3.75}{8} Q \left(\sqrt{\frac{1}{10.625} \frac{E_b}{N_0}} \right) = 0.46875Q \left(\sqrt{\frac{1}{10.625} \frac{E_b}{N_0}} \right)$ 이다.

8.15 (Sol)

M=2일 때, BPSK 변조이며 $E_s = d^2 / 4$ 이고 각 심벌의 평균 이웃 심벌 개수는 $N_e = 1$ 이다.

그러므로 $P_e < N_e Q\left(\frac{d_{\min}}{2\sigma}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0/2}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{10^{-8}}}\right) = 10^{-7}$ 이다. Q 함수로부터

$\sqrt{\frac{E_s}{10^{-8}}} = 5.19933$ 이고 $E_s = E_b = 2.7033 \times 10^{-7}$ 이다. 수신 신호전력과 bit-energy to noise-power spectral density는 $P_r = E_b R = 2.7033 \times 10^{-7} \times 128 \times 10^3 = 0.0036$ [W]이다. 최소 대역폭은 128kHz이다.

M=16일 때, 16-QAM 변조이며 $E_s = d^2(15/6) = d^2(2.5)$ 이고 각 심벌의 평균 이웃 심벌 개수는 $N_e = 3$ 이다. 그러므로 $P_e < N_e Q\left(\frac{d_{\min}}{2\sigma}\right) = 3Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{2.5(2N_0)}}\right) = 3Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right) = 3Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{10^{-7}}}\right)$ 이다.

$P_b < \frac{3}{4} Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{10^{-7}}}\right) = 10^{-7}$ 이고 Q 함수로부터 $\sqrt{\frac{E_s}{10^{-7}}} = 5.1456$ 이고 $E_s = 5.1456 \times 10^{-7}$ 이다. 그러므로 심벌율은 $R_s = 128k/4 = 32ksps$ 이므로 32kHz의 대역폭이 필요하다. 수신 신호전력과 bit-energy to noise-power spectral density는 $P_r = E_s R_s = 5.1456 \times 10^{-7} \times 32 \times 10^3 = 0.0165$ [W]이다.

32-QAM에서 $E_s = \frac{d^2}{6} \left[\frac{31}{32} M - 1 \right] = \frac{d^2}{6} \left[\frac{31}{32} 32 - 1 \right] = 5d^2$ 이고, $N_e = (4 \times 4 + 3 \times 4) / 8 = 3.5$ 이다.

$P_e < N_e Q\left(\frac{d_{\min}}{2\sigma}\right) = 3.5Q\left(\frac{d_{\min}}{2\sigma}\right) = 3.5 \left(\sqrt{\frac{E_s}{5(2N_0)}} \right) = 3.5Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5 \times 10^{-8}}}\right)$ 에서

$P_b < \frac{3.5}{5} Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5 \times 10^{-8}}}\right) = 10^{-7}$ 을 만족하는 Q함수 값은 5.13253이고 $\sqrt{\frac{E_s}{5 \times 10^{-8}}} = 5.13253$ 에서

$E_s = 1.3171 \times 10^{-6}$ 이다. 그러므로 심벌율은 $R_s = 128k/5 = 25.6ksps$ 이므로 25.6kHz의 대역폭이 필요하다. 수신 신호전력과 bit-energy to noise-power spectral density는 $P_r = E_s R_s = 1.3171 \times 10^{-6} \times 25.6 \times 10^3 = 0.0337$ [W]이다.

8.16

(Sol) 1심벌이 2비트이므로 QPSK 변조이다. QPSK 변조의 비트오류율은 $P_b < Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) = 10^{-5}$ 이다.

Q함수로부터 $\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} = 4.26488$ 이므로 $\frac{E_b}{N_0} = 9.0946$ 이다.

8.17 (Sol) 코딩 및 그림 생략

8.18 (Sol) 코딩 및 그림 생략