CHAPTER 04

연속 신호의 디지털 처리

Digital Processing of Analog Signal

온성권

전자통신공학과

22-2학기

Contents

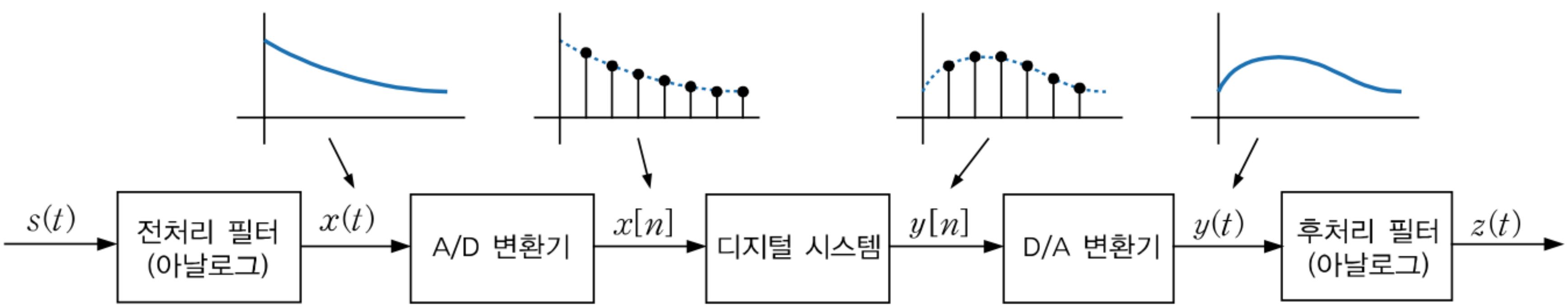
연속 신호의 디지털 처리 시스템

연속 신호의 디지털 처리

- 신호/정보의 취급 형태는 아날로그에서 디지털로 급속히 변화함
- 그러나 대상 신호들은 대부분 연속임

  (예) 핸드폰, audio/video CD

- A/D & D/A 변환과 부수적인 작업(전처리&후처리) 필요



[그림 4-1] 전형적인 연속 신호의 디지털 처리 시스템

연속 신호의 디지털 처리 시스템

- **전처리 필터 - Preprocessing Filter**

  - 반 주파수중첩(anti-aliasing) 필터

  - 샘플링에 앞서 신호의 주파수 범위를 제한

    → 주파수중첩 현상 & 신호 왜곡 최소화

    → 입력 신호 중에 주파수가 이상인 성분들을 충분히 감쇠시킴

  - 신호에 섞여 들어오는 고주파 잡음이나 간섭 신호의 영향을 배제

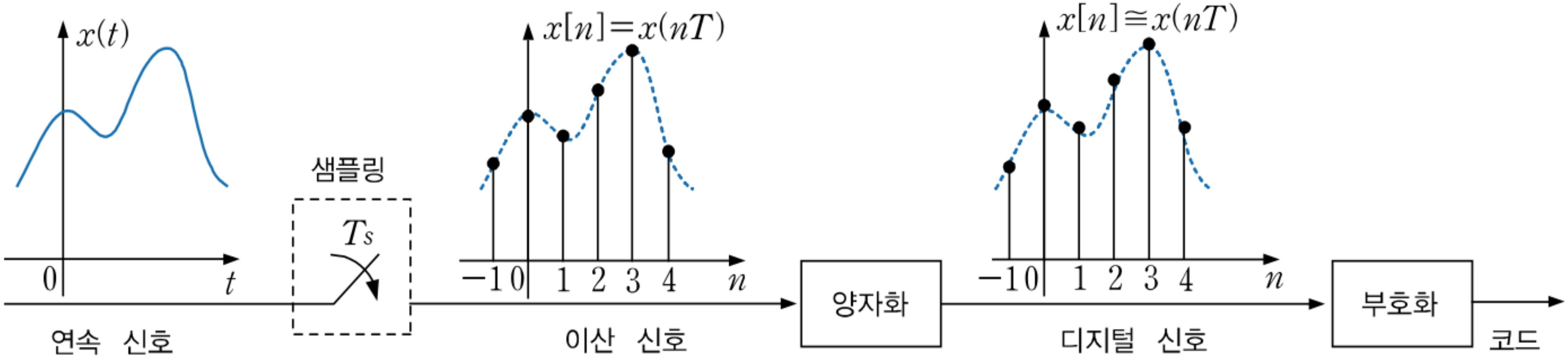
(예) 디지털 전화

- 음성 신호를 보통 8000[Hz]의 샘플링 주파수로 샘플링
- 통화 품질을 보장에는 3000[Hz]이하의 주파수 성분들만으로도 충분

  → 통과대역 3000[Hz], 천이대역 400~500[Hz], 저지대역 3500[Hz]

연속 신호의 디지털 처리 시스템

- **아날로그/디지털(Analog-to-Digital : A/D) 변환**
  - 연속 신호를 디지털 신호로 바꾸는 동작
  - 샘플링+양자화+부호화 세 과정으로 구성



[그림 4-2] 연속 신호의 A/D 변환

연속 신호의 디지털 처리 시스템

샘플링 - Sampling

- 연속 신호를 시간 간격을 두고 순시값들을 취하여 이산 신호로 바꿈
- 특정 시간마다 신호 선로 스위치를 닫았다 여는 동작으로 간주 가능
- 샘플링 주파수, 즉 샘플링 간격의 적절한 선정이 중요

Q) 샘플링에 의한 이산 신호를 원래의 연속 신호로 되돌릴 수 있는가?

연속 신호의 디지털 처리 시스템

양자화 - Quantization

- 이산 신호를 크기에 대해 이산화시켜 디지털 신호로 변환
- $2^{B+1}(B+1$ bit)개의 레벨로 나누어 실제 값 대신 가까운 레벨 값 대치
- 양자화 오차 발생

  →성능 저하 및 overflow 등에 의한 작동 불능의 원인이 됨
- 비트수를 늘리면 양자화 오차 감소 가능하나 현실적 제약이 따름

부호화 - Encoding

- 디지털 신호를 디지털 시스템이 처리할 수 있는 이진 코드로 만듦
- 이진 코드는 잡음과 유동의 영향을 최소화할 수 있음
- 데이터 압축, 보안성 강화, 오류 검출 및 정정 등의 기능을 부가 가능

연속 신호의 디지털 처리 시스템

디지털 시스템

- 목적에 알맞게 H/W와 S/W를 이용하여 처리 수행 → 디지털 신호 출력
- 처리 목적, 신호 대역폭, 처리 속도, 기억 용량 등 여러 요인 감안 선정

디지털/아날로그 (Digital-to-Analog : D/A) 변환

- 디지털 시스템의 처리 결과를 다시 아날로그 신호로 되돌리는 동작
- A/D변환의 역동작
- 복호화+복원의 두 과정으로 구성

→ 양자화의 역과정은 불필요

→ 복호화는 유한개의 비트로 표현된 이진 코드를 수치로 바꾸기 때문

연속 신호의 디지털 처리 시스템

- **복호화 - Decoding**
  - 부호화의 역동작으로서 이진 코드를 수치로 바꾸어 이산 신호를 만듦
  - 부호화에서 채용했던 원리를 정반대로 적용

- **신호 복원 - Reconstruction**
  - 샘플링의 역동작으로 이산 신호를 연속 신호로 바꿈
  - 이론적으로는 신호의 완전 복원이 가능하지만 물리적으로는 불가능
  - 보통 0차 홀드를 이용하여 허용 오차 범위 내에서 근사적으로 복원

연속 신호의 디지털 처리 시스템

- **후처리 필터 - Postprocessing Filter**
  - 허상 제거(anti-imaging) 또는 평활화(smoothing) 필터
  - 신호 파형을 평활하게 하기 위한 아날로그 필터
  - D/A변환 과정에서 발생하는 불필요한 과도 응답을 제거
  - 각지고 불연속적인 신호 파형을 매끄럽게 함

샘플링

샘플링

- 연속신호를 특정 순간의 순시값들을 취하여 정렬된 수열로 표현

$$X(t) \rightarrow x(t_0),\ x(t_1),\ x(t_2),\ \cdots$$

- 보통 일정한 시간 간격으로 샘플링 → uniform sampling

$$T_s = \frac{1}{f_s} = 2\pi/\omega_s$$: 샘플링 주기

샘플링할 때의 고려 사항

- 샘플에 대해 디지털 시스템이 처리할 수 있는 시간이 보장되어야 함
- 샘플링에 의해 얻은 이산 신호가 연속 신호의 특성을 잘 보존해야 함
- (이론적으로)정보 손실 없이 원래의 연속 신호로 복원될 수 있어야 함

정현파 신호의 샘플링

정현파 신호의 샘플링

$$x(t) = A\cos\omega_0 t \;\Rightarrow\; x[n] = x(nT_s) = A\cos(\omega_0 nT_s) = A\cos\Omega_0 n$$

샘플링된 정현파 신호의 모호성

- $\Omega (= \omega T_s)$: (디지털) 각주파수(angular frequency). 단위 없음
- 샘플링에 의한 이산 신호는 단순한 수열로서 *시간 척도 정보를 상실*
  - → 샘플값들 사이를 연결하는 함수에 대한 직접적인 정보가 없음
  - → $x[n]$은 샘플링 주기에 대한 정보를 전하지 않음
- Ω가 같아지는 ω와 T_s의 조합은 무수히 많음
  - → 하나의 샘플 집합을 만들 수 있는 연속 신호는 무한히 많음
  - → 부가 정보가 있어야만 샘플 신호를 특정한 연속 신호와 결부 가능

정현파 신호의 샘플링

예제 4-1

샘플링에 의해 서로 다른 연속 정현파로부터 동일한 이산 정현파를 얻을 수 있음을 보여라.

풀이

$$\omega = \pi[rad/sec] \quad \& \; T_s = 0.2[sec] \rightarrow \Omega = 0.2\pi[rad]$$

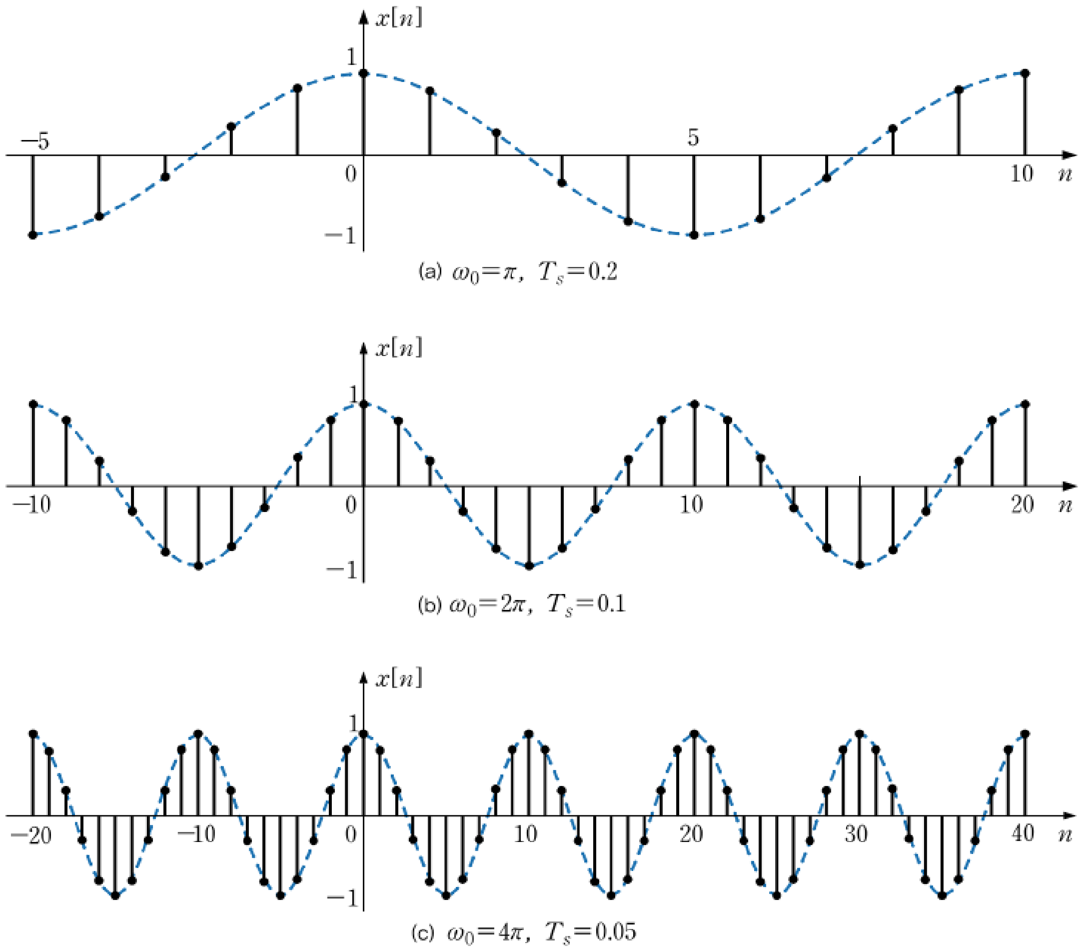
$$\omega = 2\pi[rad/sec] \; \& \; T_s = 0.1[sec] \rightarrow \Omega = 0.2\pi[rad]$$

$$\omega = 4\pi[rad/sec] \; \& \; T_s = 0.05[sec] \rightarrow \Omega = 0.2\pi[rad]$$

- 정현파의 한 주기당 동일 위치에 같은 개수의 샘플들을 취하게 됨
- $\Omega = 0.2\pi[rad]$가 되는 ω 와 T_s의 조합은 무수히 많음

정현파 신호의 샘플링

예제 4-1



[그림 4-3] 서로 다른 주파수와 샘플링 주기의 조합에 의한 동일 이산 신호

정현파 신호의 샘플링

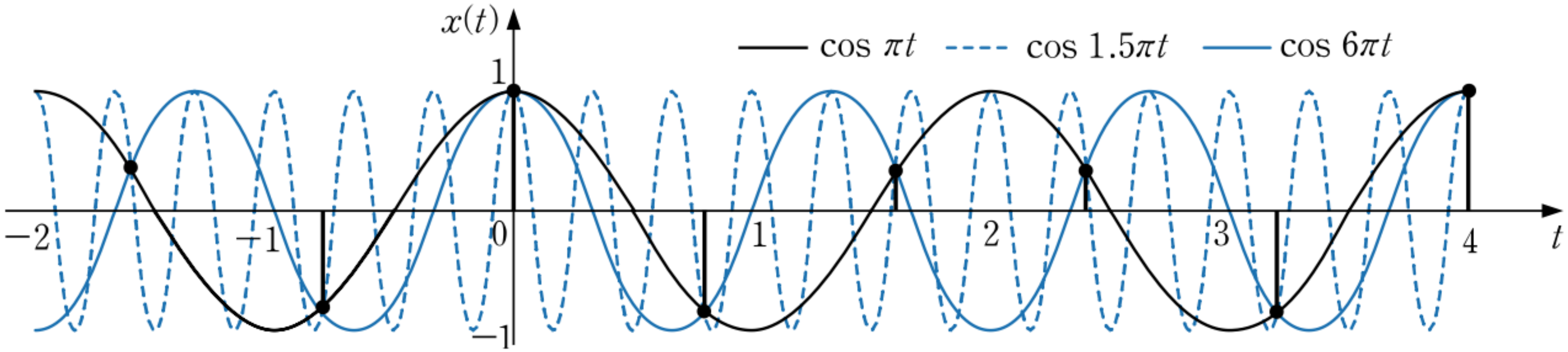
- **정현파의 2π-주기성과 앨리어스(Alias)**
  - 샘플링 주기가 동일해도 앨리어스에 의한 샘플링 신호의 모호성 존재
  - 샘플링에 의한 이산 신호는 단순한 수열로서 시간 척도 정보를 상실

  → 정현파의 2π-주기성 때문에 발생

$$\cos\theta = \cos(\theta + 2\pi k), \quad k = \cdots, -1, 0, 1, \cdots$$

  - $T_s(f_s)$를 같게 해도 수많은 정현파로부터 같은 이산 신호를 얻음

정현파 신호의 샘플링



[그림 4-4] 앨리어스를 샘플링하여 동일한 이산 신호를 얻은 예

정현파 신호의 샘플링

- **앨리어스 - Alias**
  - 원 신호 주파수 f_0에 샘플링 주파수 f_s의 정수배를 더한 주파수인 $f_0 + lf_s (l = 0,\ \pm 1,\ \pm 2)$를 갖는 신호
  - f_s로 샘플링하면 앨리어스들은 모두 동일한 수열(이산 신호)이 됨

$$
\begin{aligned}
\cos\left(2\pi (f_0 + l f_s) n T_s\right) &= \cos\left(2\pi f_0 n T_s + 2\pi l n f_s T_s\right) \\
&= \cos\left(2\pi f_0 n T_s + 2\pi l n\right) \\
&= \cos\left(2\pi f_0 n T_s\right)
\end{aligned}
$$

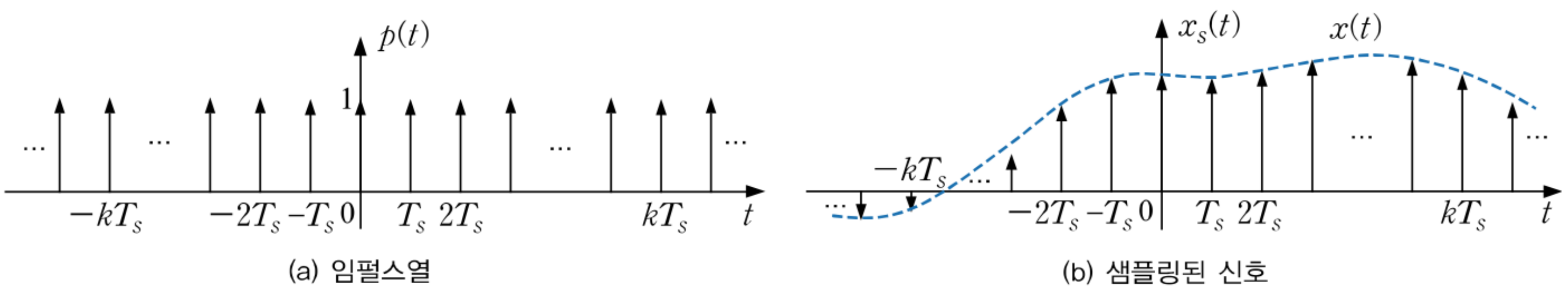
- 원 신호 주파수 f_0에 샘플링 주파수 f_s의 정수배를 더한 주파수인 $f_0 + lf_s (l = 0,\ \pm 1,\ \pm 2)$를 갖는 신호
- f_s로 샘플링하면 앨리어스들은 모두 동일한 수열(이산 신호)이 됨

임펄스 샘플링 모델과 샘플링 정리

- **임펄스 샘플링 모델 - 샘플링의 수학적 전개**
  - 샘플링을 무한 임펄스 열 $p(t)$를 $x(t)$에 곱하는 변조 동작으로 모델링

$$p(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_s)$$

$$x_s(t) = x(t)p(t) = x(t)\left(\sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_s)\right) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT_s)\delta(t - kT_s)$$



[그림 4-5] 샘플링의 임펄스열 변조 모델링

임펄스 샘플링 모델과 샘플링 정리

임펄스 샘플링 모델 - 샘플링의 수학적 전개

- $p(t)$는 주기 신호이므로 푸리에 급수로 전개하면

$$p(t) = \frac{1}{T_s}(1 + 2\cos\omega_s t + 2\cos 2\omega_s t + 2\cos 3\omega_s t + \cdots)$$

$$x_s(t) = \frac{1}{T_s}(x(t) + 2x(t)\cos\omega_s t + 2x(t)\cos 2\omega_s t + \cdots)$$

- 이를 푸리에 변환하면

$$\begin{aligned} X_s(\omega) &= \frac{1}{T_s}(X(\omega) + X(\omega - \omega_s) + X(\omega + \omega_s) + X(\omega - 2\omega_s) + X(\omega + 2\omega_s) + \cdots) \\ &= \frac{1}{T_s}\sum_{k=-\infty}^{\infty} X(\omega - k\omega_s) \end{aligned}$$

임펄스 샘플링 모델과 샘플링 정리

- **샘플링의 효과**

  \- 주파수 스펙트럼이 ω_s의 정수배마다 무한 반복됨

  → **샘플링을 하면 (이산 신호) 스펙트럼이 주기 함수!**

  → 주파수 스펙트럼의 크기는 $1/T_s$배가 됨

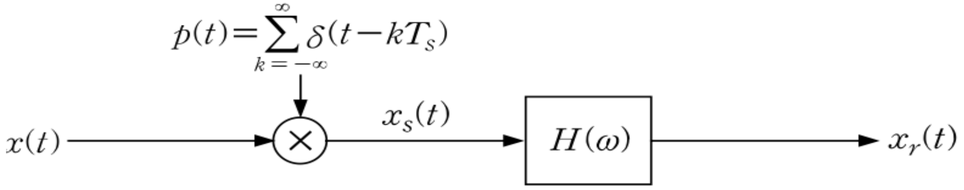
임펄스 샘플링 모델과 샘플링 정리

섀넌의 샘플링 정리

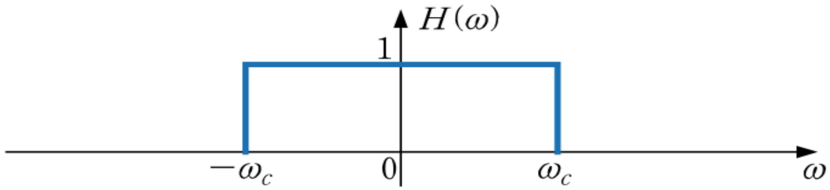
섀넌의 샘플링 정리

$x(t)$가 대역 제한 신호일 때, 샘플링 주파수 ω_s가 신호의 최고 주파수 ω_b의 두 배 이상이면 샘플링된 이산 신호로부터 $x(t)$를 정확하게 복원할 수 있다.

$$\omega_s \geq 2\omega_b \quad \text{또는} \quad f_s \geq 2f_b$$



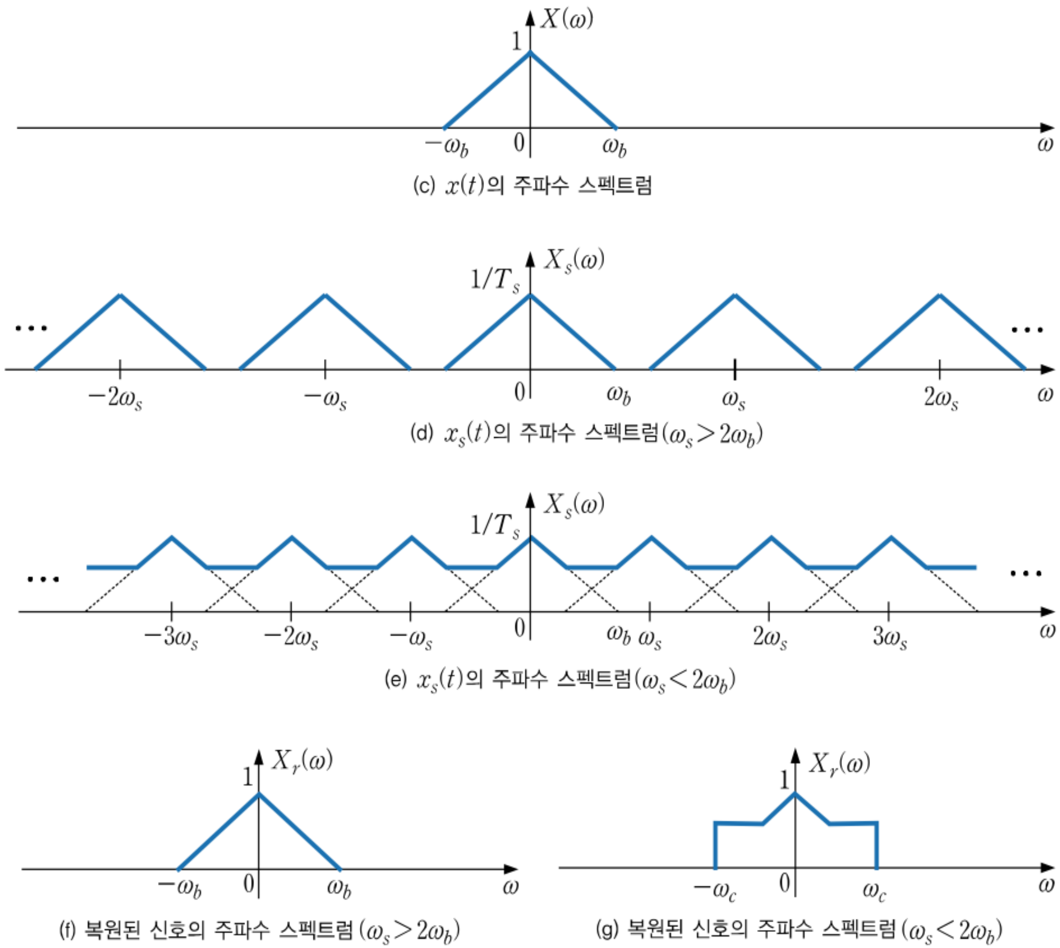
(a) 샘플링 및 복원 시스템



(b) 저역 통과 필터의 주파수 응답

임펄스 샘플링 모델과 샘플링 정리

섀넌의 샘플링 정리



[그림 4-6] 샘플링의 효과와 LP 필터를 이용한 신호 복원

임펄스 샘플링 모델과 샘플링 정리

- **임펄스 샘플링 전개의 시사점**
  - 전제 : $x(t)$가 대역제한 신호
  - 시사점 : 주파수 스펙트럼 $X(\omega)$가 ω_s의 정수배마다 무한 반복되므로

    ① 반복되는 주파수 스펙트럼이 겹치지 않으면($\omega_b < \omega_s/2$) LP 필터를 사용하여 기저대역(base band)의 스펙트럼만 추출한 뒤 증폭기로 T_s배 만큼 증폭함으로써 정확하게 신호 $x(t)$ 를 복원할 수 있음

    ② 반복되는 주파수 스펙트럼이 서로 겹치면($\omega_b > \omega_s/2$), 즉 주파수중첩(aliasing)이 발생하면 LP 필터를 이용하여 를 복원하지 못함

    ∴ 샘플링의 필요 조건 = $\omega_s \geq 2\omega_b$ $(f_s \geq 2f_b)$

⬇

섀넌(Shannon)의 샘플링 정리

주파수중첩

- **과샘플링과 신호 복원**
  - 샘플링 주파수가 나이퀴스트 주파수보다 크면($0 \le f_0 \le f_s/2$), 완전 복원 가능
  - $|f_0 + lf_s| \ge f_0$이므로 앨리어스들 중에서 가장 낮은 주파수는 f_0
    → 저역통과 필터로 복원되는 신호는 주파수가 f_0 인 원래의 정현파

- **(광의의) 주파수중첩 현상**
  - 부족샘플링(섀넌의 샘플링 정리를 불만족) 경우에 발생
  - 샘플링에 의해 반복되는 스펙트럼이 서로 겹쳐서 신호의 왜곡 발생
  - (협의의) 주파수중첩 + 주파수 꺾기
  - 정현파의 경우 LP 필터에 의한 복원시 원래보다 낮은 주파수로 복원

  ∵ 스펙트럼의 겹침으로 인해 기저대역에 더 낮은 주파수 앨리어스의 스펙트럼 생성됨

주파수중첩

- 저역통과 필터에 의한 복원 신호의 주파수는 결코 f_s보다 클 수 없음

$$f_r = f_0 \mod f_s, \quad -f_s/2 \le f_r \le f_s/2$$

→ 원주파수 : 복원주파수 그래프는 $0 \le f_0 \le f_s$ 패턴이 주기 f_s 로 반복
즉 주파수 중첩과 주파수 꺾기가 교대로 반복되는 패턴을 보임

(협의의) 주파수 중첩

- 양의 주파수 f_0 의 앨리어스와 관련되는 주파수 스펙트럼의 겹침 현상

주파수 꺾기

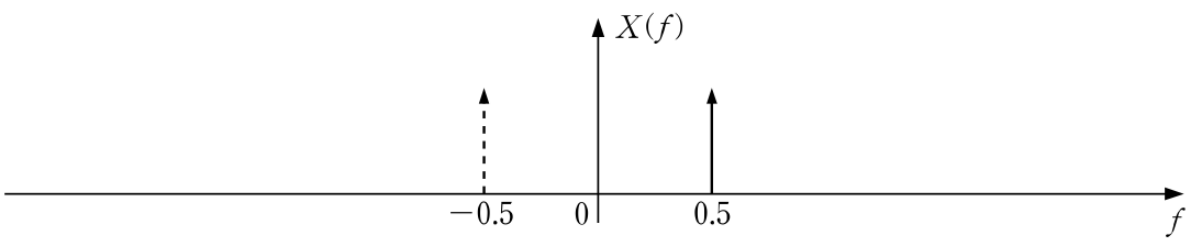
- 음의 주파수 $-f_0$ 의 앨리어스와 관련되는 주파수 스펙트럼의 겹침 현상

주파수중첩

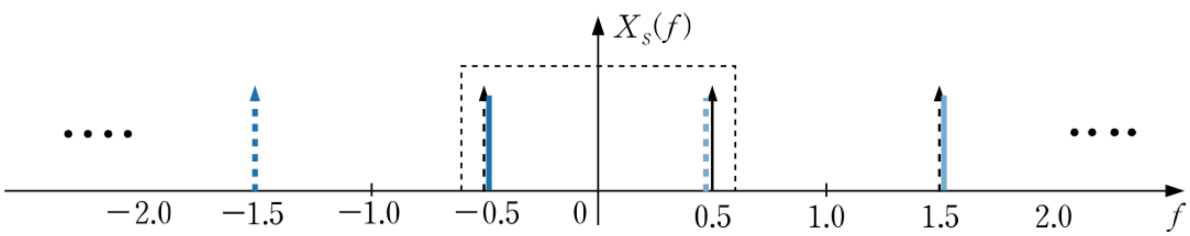
예제 4-2

정현파 $x(t) = \cos \pi t$ 를 샘플링한 후 이상적인 저역 통과 필터를 이용하여 연속 신호로 복원할 때, 샘플링 주파수에 따라 복원 신호가 어떻게 달라지는지 설명하라.

풀이



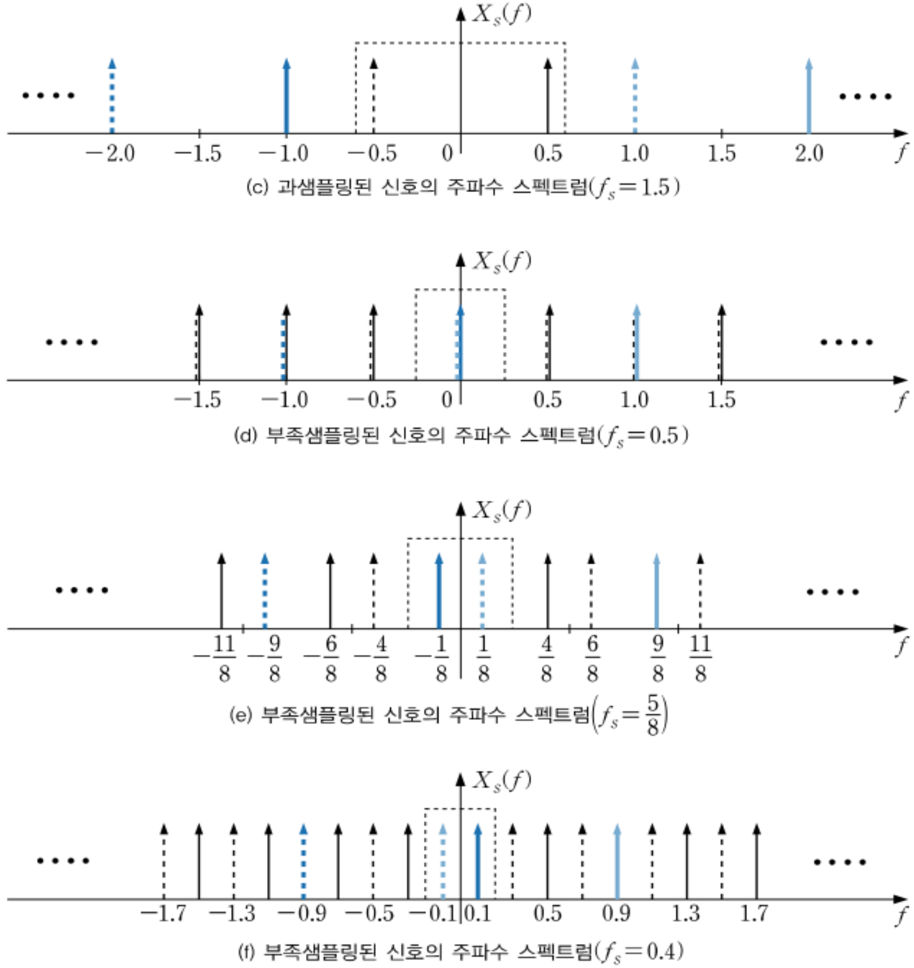
(a) 정현파 신호의 주파수 스펙트럼($f_0 = 0.5$)



(b) 샘플링된 신호의 주파수 스펙트럼($f_s = 1.0 = 2f_0$)

주파수중첩

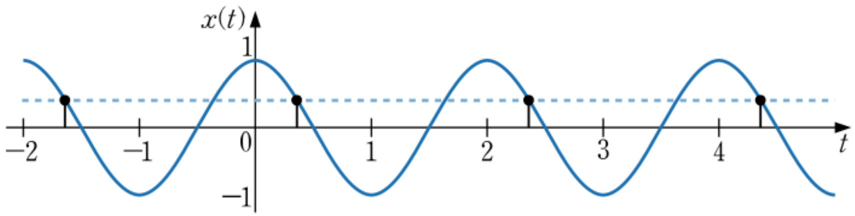
예제 4-2



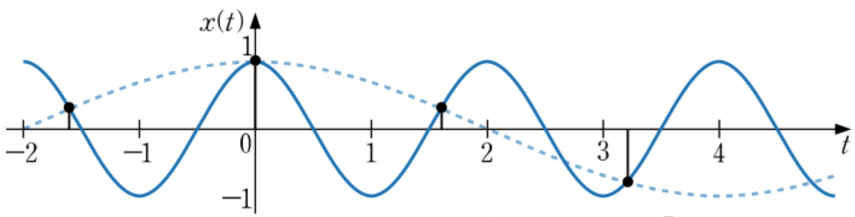
[그림 4-7] 주파수 스펙트럼을 이용한 샘플링과 주파수중첩 현상 분석

주파수중첩

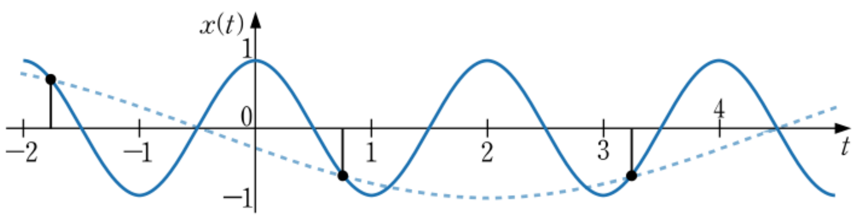
예제 4-2



(a) DC 신호와 구분 불능($T_s=2,\ f_s=0.5$)



(b) $\cos 0.25\pi t$와 구분 불능$\left(T_s=1.6,\ \ f_s=\frac{5}{8}\right)$



(c) $\cos 0.2\pi t$와 구분 불능($T_s=2.5,\ f_s=0.4$)

[그림 4-8] 부족샘플링에 의한 이산 신호와 복원 신호

신호 복원

과샘플링과 신호 복원

- 샘플링된 신호로부터 원래의 연속 신호로 되돌아가는 과정
  → 수학적으로는 샘플값으로부터 샘플들 사이의 값을 근사적으로 찾아내는 보간 문제
- 이론적으로는 정보의 손실이 전혀 없는 신호의 완전 복원 가능함
  → 샘플링 정리 만족 대역제한 신호의 경우 이상적인 LP 필터 사용
- 실제적으로는 무손실 완전 복원은 불가능함
  ① 물리적으로 이상적인 저역 통과 필터를 만들 수 없음
  ② 실제 신호는 시간 영역에서 유한 구간 신호
  → 대역 제한되지 않음
  → 어떠한 샘플링 주파수로 샘플링하더라도 주파수 중첩이 발생
  → 이상적인 LP 필터라도 정보 손실이 있는 왜곡된 신호로 복원됨
  (예) 유한 구간 사각 펄스의 스펙트럼 → sinc 함수로 대역 무한대임

신호 복원

- 샘플링률을 충분히 높이면 정보의 손실이 작은 신호 복원이 가능함
  - ∵샘플링률 높일수록 스펙트럼 반복 간격이 커져 중첩 부분 비중이 줆
    - → 날카로운 차단 특성을 갖는 LP 필터로 손실을 줄일 수 있음
- 유한 구간 특성으로 인한 주파수중첩 현상은 반주파수중첩 필터를 샘플링 수행 전에 적용
  - → 유효에너지 성분을 포함 주파수까지로 대역 제한
- LP 필터를 이용한 복원 과정은 주파수 영역에서 다음과 같이 표현됨

$$X_r(\omega) = X_s(\omega)H(\omega)$$

- 푸리에 변환의 성질에 의해 시간영역에서는 컨벌루션으로 표현됨

$$x_r(t) = x_s(t) * h(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT_s)h(t-kT_s)$$

이상적인 신호 복원(대역 제한 보간)

- **신호의 완전 복원 - 대역 제한 보간법**

  - 신호 $x(t)$가 대역제한 & 샘플링 정리 만족할 경우의 이론적인 복원

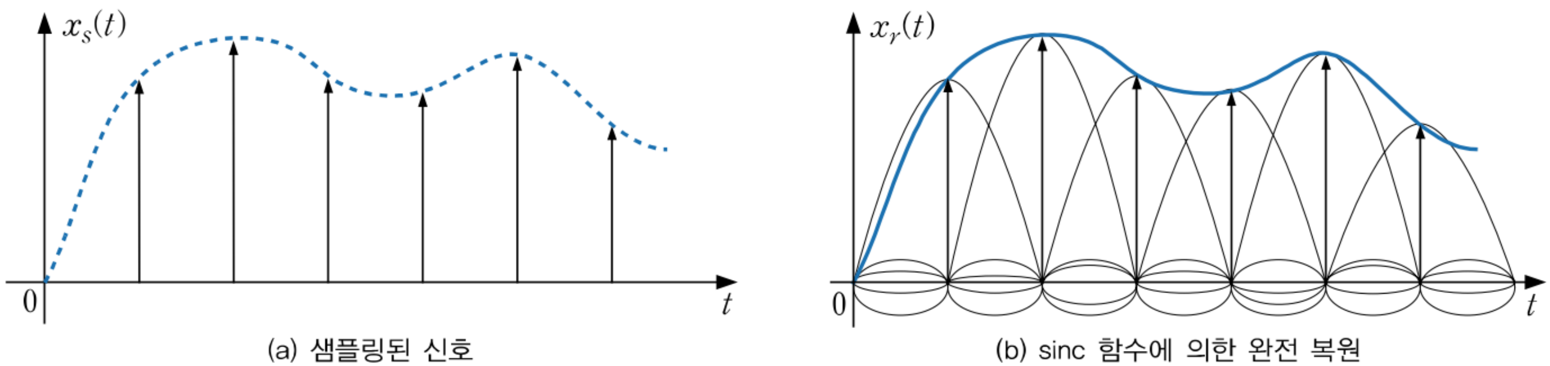
LPF의 임펄스 응답 $h(t) = T_s \frac{\omega_c}{\pi} \mathrm{sinc}\left(\frac{\omega_c t}{\pi}\right)$

$$\therefore\ x_r(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT_s) \cdot T_s \frac{\omega_c}{\pi} \mathrm{sinc}\left(\frac{\omega_c (t - kT_s)}{\pi}\right)$$

- 신호의 복원에 사용되는 sinc함수는 무한 시간함수

→ 임의의 에서 정확한 신호 복원을 위해서는 모든 시간 샘플 필요
→ 실질적으로는 이를 이용한 신호의 복원은 불가능
→ $H(\omega)$ 또는 $h(t)$를 좀 더 단순한 형태를 사용하여 근사화하여 해결

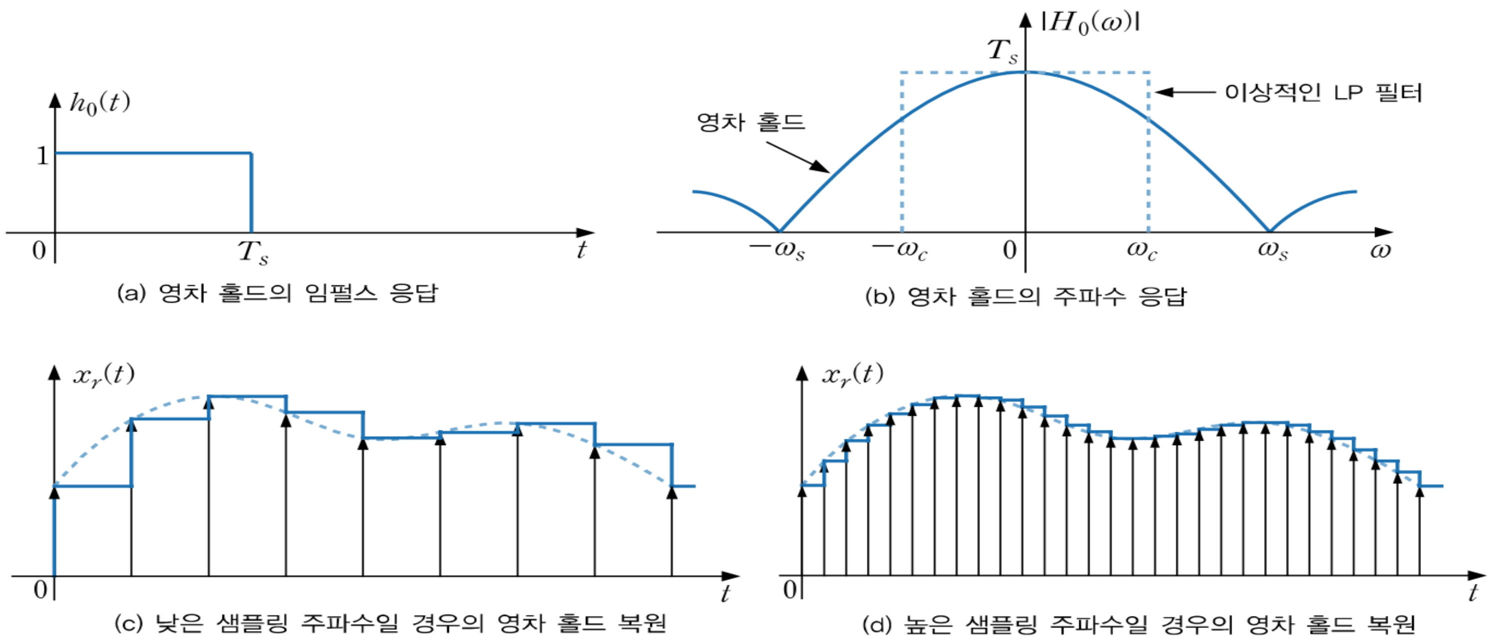
이상적인 신호 복원(대역 제한 보간)



[그림 4-9] 이상적인 신호 복원(대역 제한 보간)

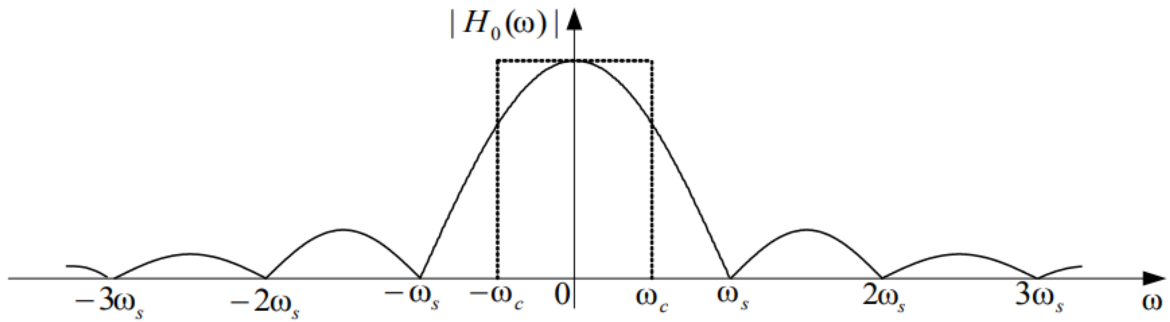
영차 홀드를 이용한 신호 복원

- **0차 홀드를 이용한 신호의 복원**
  - 다음 샘플값 발생까지 직전의 샘플값 그대로 유지
    → 이 복원 시스템은 임펄스 응답의 차수가 0이므로 0차 홀드라고 함
  - 가장 단순하면서 실제적이고 일반적인 신호의 복원 방법

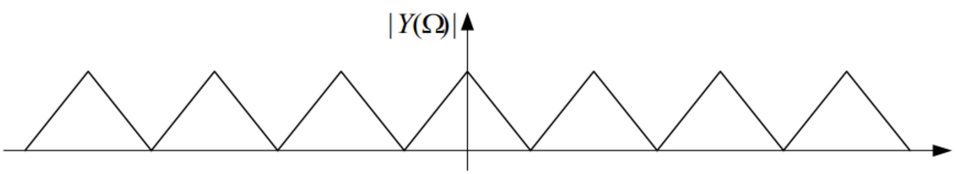


[그림 4-10] 영차 홀드를 이용한 신호 복원

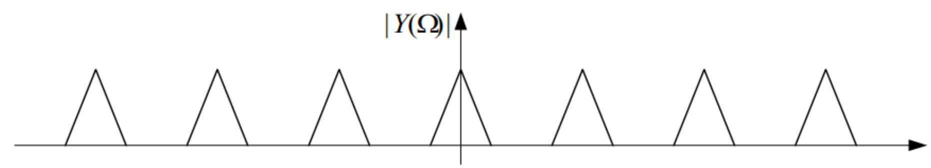
영차 홀드를 이용한 신호 복원



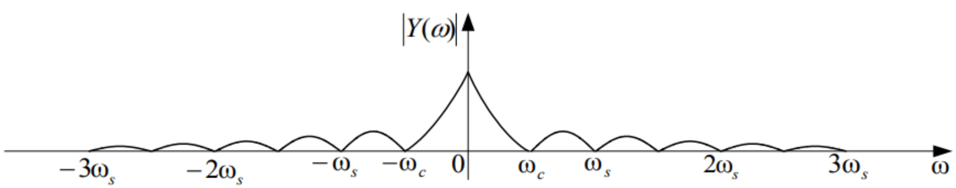
(a) 영차 홀드의 주파수 응답



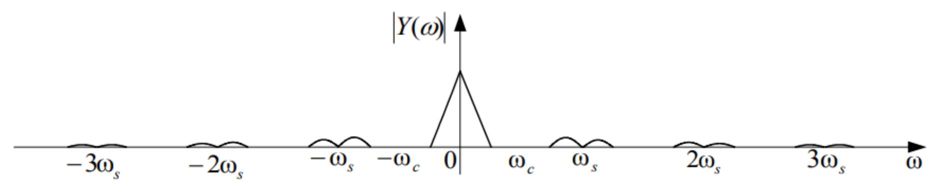
(b) 샘플링된 신호의 스펙트럼(낮은 샘플링 주파수)



(d) 샘플링된 신호의 스펙트럼(높은 샘플링 주파수)



(c) 복원 신호의 스펙트럼(낮은 샘플링 주파수)



(e) 복원 신호의 스펙트럼(높은 샘플링 주파수)

영차 홀드를 이용한 신호 복원

- 0차 홀드의 임펄스 응답

$$h_0(t) = u(t) - u(t - T_s)$$

- 0차 홀드의 주파수응답 : 이상적 LPF에 대한 거친 근사화로 취급 가능

$$H_0(\omega) = \frac{1 - e^{-j\omega T_s}}{j\omega}$$

- 대역제한 보간의 LPF 임펄스 응답 $h(t)$를 0차 홀드 임펄스 응답 h_0로 대체한 것으로 볼 수 있음

$$x_r(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT_s) h_0(t - kT_s) = x_s(t) * h_0(t)$$

영차 홀드를 이용한 신호 복원

- 샘플링율이 충분히 높다면 대체로 만족할만한 신호 복원이 가능함

  ① $f_s \gg f_0$ → 샘플값들 간격이 좁아져 연속신호 파형에 가까워짐

  ② $f_s \gg f_0$ → $H_0(\omega)$가 평탄한 저주파 대역에 신호 스펙트럼 놓임

  ∴ 0차 홀드의 필터링 작용이 이상적 LPF와 유사해짐

영차 홀드를 이용한 신호 복원

- **0차 홀드 복원과 샘플링 주파수**

  - 샘플링 주파수가 낮은 경우

    : 기저대역 스펙트럼이 거의 차단주파수 부근까지 위치

    → 영차 홀드 복원 신호 스펙트럼은 통과대역에서 이득이 감쇠하는 영향을 받아 원 신호의 스펙트럼과는 달리 조금 왜곡

    → 샘플링으로 인한 허상들도 전 구간에 걸쳐 무시할 수 없는 크기

  - 샘플링 주파수가 높은 경우

    : 기저 대역 스펙트럼이 이득이 평탄한 통과 대역에 위치

    → 기저 대역 스펙트럼의 왜곡이 거의 없음

    → 허상 스펙트럼들도 $k\omega_s$를 중심으로 하는 좁은 주파수 대역에 위치

    ∴ 부엽의 영향으로 나타나는 고주파 성분도 훨씬 미미해짐

선형 보간(일차 홀드)를 이용한 신호 복원

- **1차 홀드에 의한 신호 복원 - 선형 보간**

  - 인접한 샘플들을 직선으로 연결하여 연속 신호를 얻는 방법

    → 보간 함수로 3각 펄스를 사용한 것과 동일

    → 이 복원 시스템은 임펄스 응답의 차수가 1이므로 1차 홀드라고 함

  - 0차 홀드보다는 복잡하지만 비교적 단순 & 쓸모 있는 신호 복원 방법

  - 1차 홀드의 임펄스 응답

$$h_1(t) = \begin{cases} \frac{1}{T_s}t + 1, & -T_s < t < 0 \\ -\frac{1}{T_s}t + 1, & 0 < t < T_s \end{cases}$$

선형 보간(일차 홀드)를 이용한 신호 복원

- **1차 홀드에 의한 신호 복원 - 선형 보간**
  - 1차 홀드의 주파수응답 : 이상적 LPF에 대한 근사화로 취급 가능
    → 0차 홀드 주파수 응답보다 주파수 차단 특성이 좀더 양호
    ∴ 0차 홀드의 경우보다 손실이 적은 신호 복원이 가능함

$$H_1(\omega) = \frac{1}{T_s}\frac{1}{\omega^2}\left(1 - e^{j\omega T_s}\right) + \frac{1}{T_s}\frac{1}{\omega^2}\left(1 - e^{-j\omega T_s}\right)$$

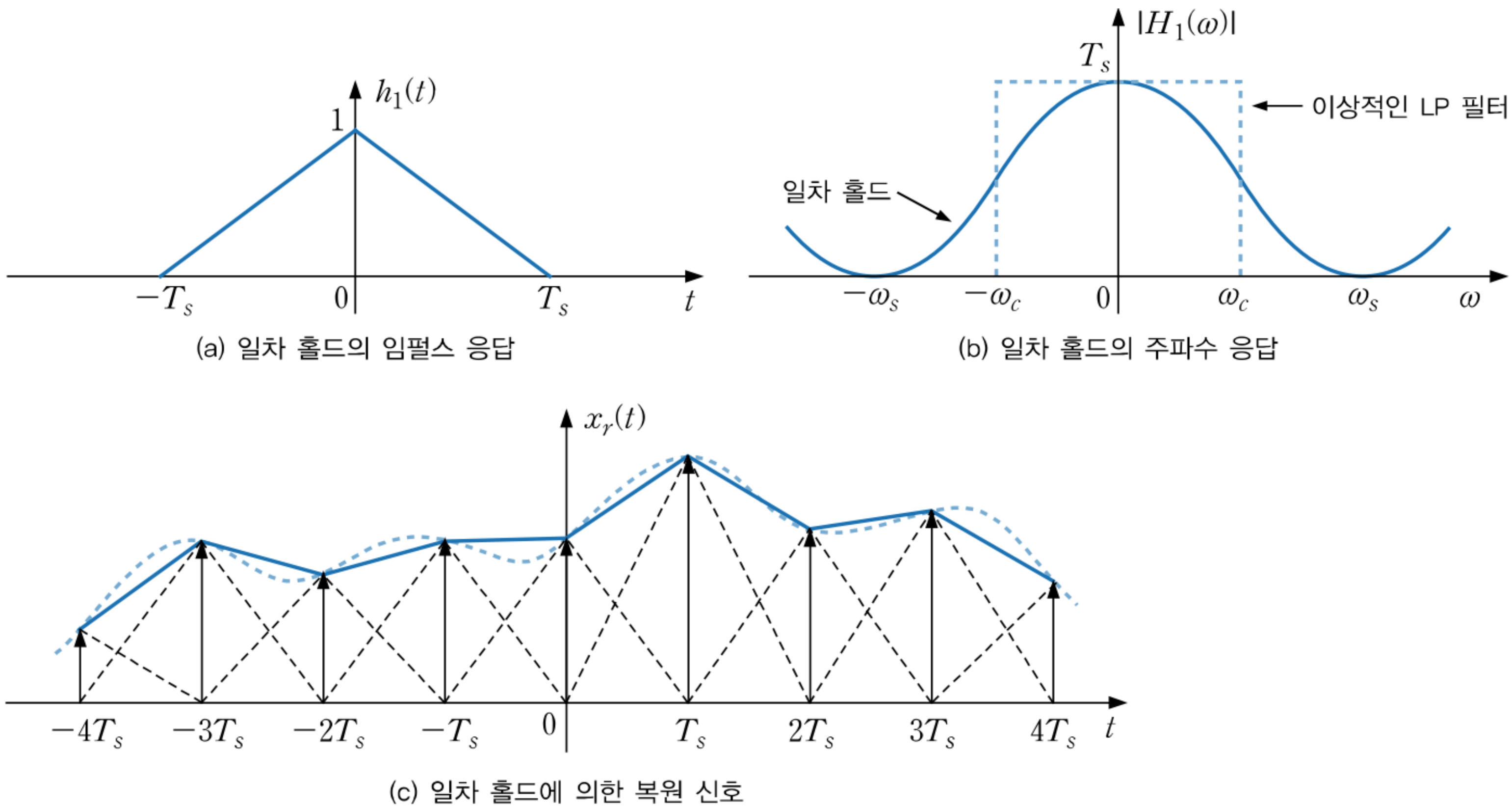
$$= T_s\left(\frac{\sin(\omega T_s/2)}{\omega T_s/2}\right)^2 = T_s\,\mathrm{sinc}^2\left(\frac{\omega T_s}{2\pi}\right)$$

  - 대역제한 보간의 LPF 임펄스 응답 $h(t)$를 1차 홀드 임펄스 응답 $h_1(t)$로 대체한 것으로 볼 수 있음

$$x_r(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT_s)\,h_1(t - kT_s) = x_s(t) * h_1(t)$$

  - 샘플링률이 충분히 높다면 큰 정보 손실 없이 원 신호에 가깝게 복원

선형 보간(일차 홀드)를 이용한 신호 복원



[그림 4-11] 일차 홀드를 이용한 신호 복원

선형 보간(일차 홀드)를 이용한 신호 복원

예제 4-4

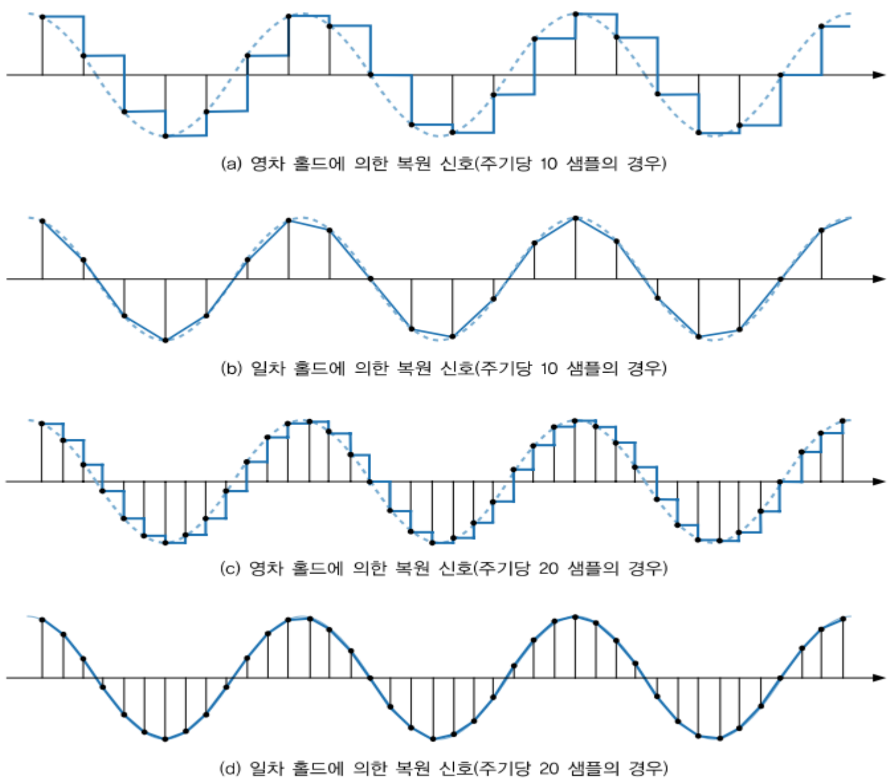
연속 정현파 신호를 주기당 10 샘플과 20 샘플로 샘플링한 이산 신호로부터 영차 홀드와 일차 홀드를 이용하여 연속 신호로 복원한 결과를 그려라.

풀이

(a), (b) : 정현파의 한 주기마다 10 샘플로 샘플링

(c), (d) : 정현파의 한 주기마다 20 샘플로 샘플링

→ 샘플링률이 높을수록, 일차 홀드 복원이 더 정현파에 가까움



[그림 4-12] 샘플링된 정현파의 복원