Chapter2. 계통 연계형 3-레벨 인버터 PCS

아주대학교

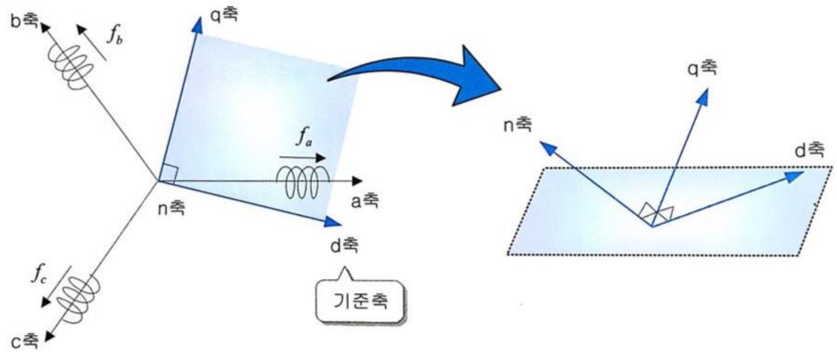
전력 전자 연구실

목차

- 2.3 좌표 변환
- 2.4 행렬식을 이용한 좌표 변환
  - abc축 좌표계 변수의 정지 좌표계 d-q축 변수로의 변환
  - 정지 좌표계 변수의 회전 좌표계 변수로의 변환
- 2.5 3상 전압형 인버터의 전류 제어기 설계
  - 전류제어를 위한 d-q 동기 좌표계 R-L 부하의 모델링
  - 동기 좌표계 비례-적분 전류 제어기
  - 비례-적분 전류 제어기의 이득 선정

2.3 좌표 변환

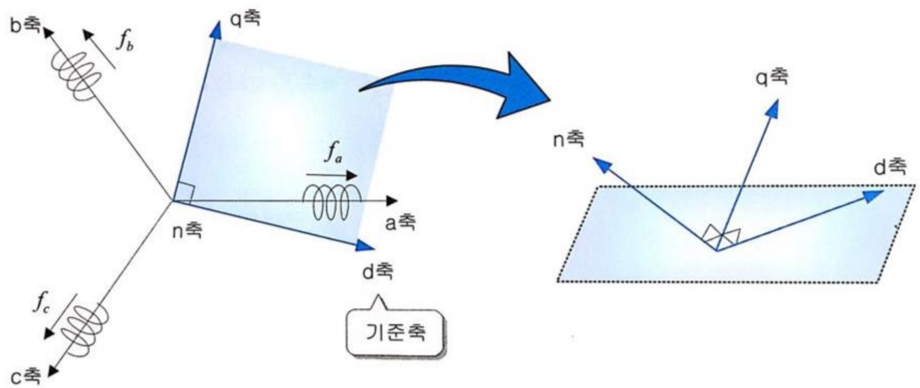
- 좌표 변환
  - 3상 교류 전동기의 a, b, c 상 변수들을 d, q, n축으로 이루어진 직교 좌표계상의 변수로 변환하는 것
    - d축(Direct Axis, 직축)
      - 통상 전동기의 자속이 발생하는 축
      - 교류 전동기의 벡터 제어에서 기준이 되는 축
    - q축(Quadrature Axis, 횡축)
      - d축과 직각을 이루는 축
      - 전동기의 물리량이 시간에 따라 정방향(시계 반대 방향)으로 회전할 때 d축에 비해 회전할 방향에 앞서서 위치함
      - 벡터제어에서 토크를 발생하는 전류(또는 역기전력)의 축



< abc축 좌표계와 d-q축 좌표계 >

2.3 좌표 변환

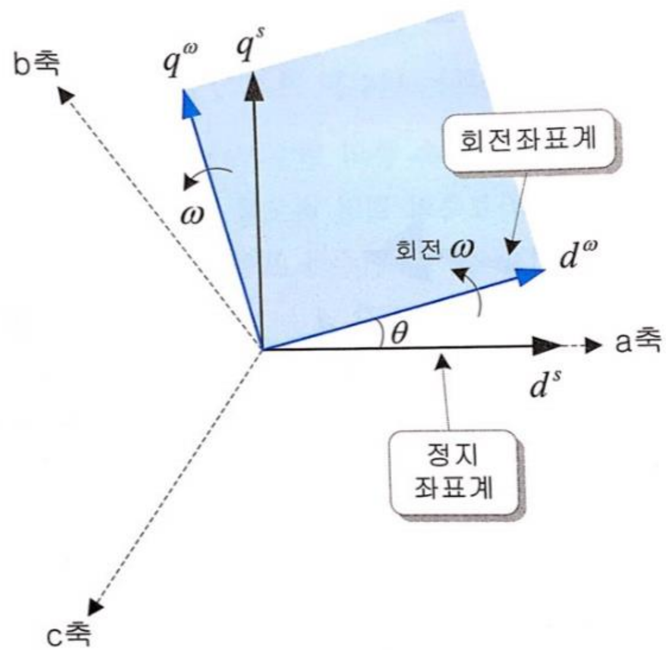
- 좌표 변환
  - 3상 교류 전동기의 a, b, c 상 변수들을 d, q, n축으로 이루어진 직교 좌표계상의 변수로 변환하는 것
    - n축(Neutral Axis, 중성축 또는 영상분 축)
      - d와 q축과 3차원 공간상에서 서로 직교하는 축
      - n축 성분은 전동기에서 손실을 나타냄



< abc축 좌표계와 d-q축 좌표계 >

2.3 좌표 변환

- 직교 좌표계의 종류
  - d-q축의 직교 좌표계의 회전 여부에 따라 정지 좌표계와 회전 좌표계로 구분 함
    - 축의 회전 각속도는 임의로 선정이 가능함



< d-q축 정지 좌표계와 회전 좌표계 >

2.3 좌표 변환

- 직교 좌표계의 종류
  - 정지 좌표계(=고정자 좌표계)
    - 좌표축이 회전하지 않고 정지된 좌표계
    - $d^s - q^s$ 축으로 표시함
    - 일반적으로 d^s축은 a상 권선의 자속 축과 일치시켜 사용함

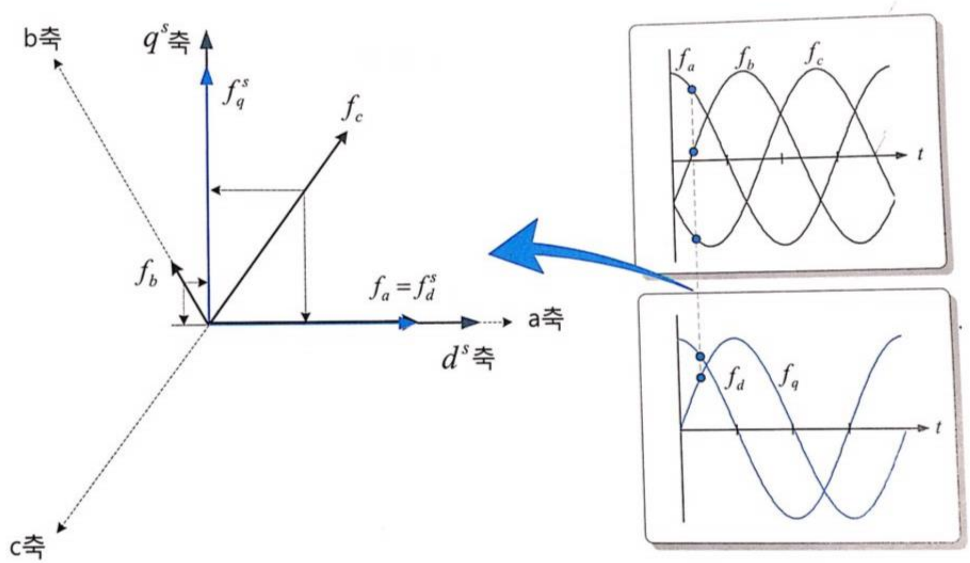
  - 회전 좌표계
    - 좌표축이 어떤 각속도 ω로 회전하는 좌표계
    - d^ω - q^ω 축으로 표시함
    - 동기 좌표계 : 회전자계에 동기하여 회전하는 좌표계 d^e - q^e축으로 표시함
    - 회전자 좌표계 : 회전자 속도에 동기하여 회전하는 좌표계, d^r - q^r축으로 표시함
    - 정지 좌표계의 축과 ω의 각속도로 회전하는 회전 좌표계의 축 사이의 각 θ는 시간에 따라 변함
      - $\theta = \int_0^t \omega(\tau)d\tau + \theta(0)$ (θ(0)는 t=0에서 초기각으로, 보통 θ(0)=0으로 설정함)

2.4 행렬식을 이용한 좌표 변환

- abc좌표계의 3상 변수를 정지된 직교 좌표계 d^s-q^s축으로의 변환
  - d-q축으로의 좌표 변환이란 abc 좌표계의 변수들을 d-q축으로 투영하는 것
  - $f_d^s = k[f_a \cos(0) + f_b \cos(-\frac{2}{3}\pi) + f_c \cos(-\frac{4}{3}\pi)]$

    (단, 변환 계수 k에 따라 변환된 값의 크기를 조절할 수 있음)

    $f_q^s = k[f_a \sin(0) - f_b \sin(-\frac{2}{3}\pi) - f_c \sin(-\frac{4}{3}\pi)]$



< 3상 abc축 좌표계 변수의 정지 좌표계 d-q축 변수로의 변환 >

2.4 행렬식을 이용한 좌표 변환

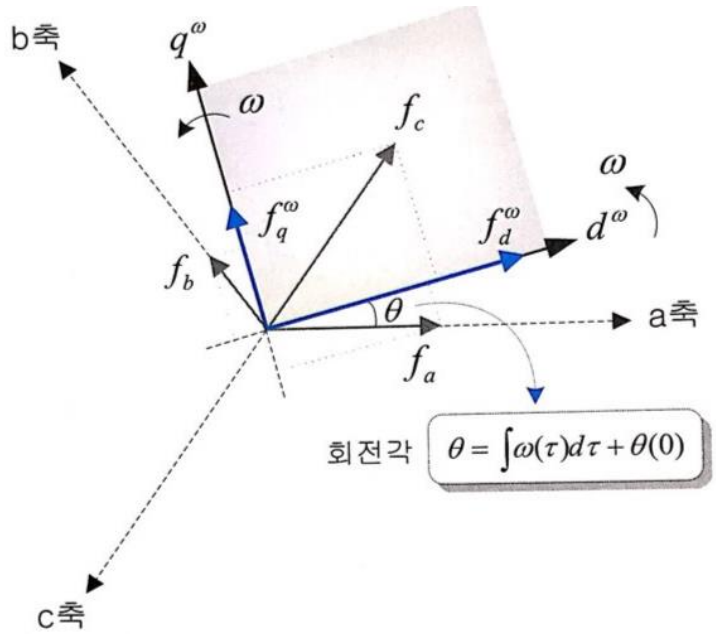
- abc축 좌표계 변수의 정지 좌표계 d-q축 변수로의 변환
  - Clark's Transformation
    - abc축 좌표계의 3상 변수를 회전하지 않는(ω=0) 정지 좌표계의 d-q축 변수로의 변환
    - $$f^s_{dqn} = T(0)\, f_{abc} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} f^s_d = \dfrac{2f_a - f_b - f_c}{3} \\ f^s_q = \dfrac{1}{\sqrt{3}}(f_b - f_c) \\ f^s_n = \dfrac{f_a + f_b + f_c}{3} \end{bmatrix}$$
    - 전동기의 3상 권선이 대칭이고, 중성점이 다른 회로에 연결되지 않은 경우
      - $$(f_a + f_b + f_c = 0) \Rightarrow \begin{pmatrix} f^s{}_d = f_a \\ f^s{}_n = 0 \end{pmatrix} \Rightarrow f^s_{dqn} = \begin{pmatrix} f^s{}_d = f_a \\ f^s_q = \dfrac{1}{\sqrt{3}}(f_b - f_c) \\ f^s_n = 0 \end{pmatrix}$$

2.4 행렬식을 이용한 좌표 변환

- abc축 좌표계 변수의 정지 좌표계 d-q축 변수로의 변환
  - 정지 좌표계의 d-q축 변수를 abc축 좌표계의 3상 변수로 변환하는 역변환 행렬 $T(\theta)^{-1}$(영상분이 없는 경우)
    - $$T(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta-\frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta-\frac{2}{3}\pi) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta-\frac{4}{3}\pi) & -\sin(\theta-\frac{4}{3}\pi) & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} f_a = f_d^s \\ f_b = -\frac{1}{2} f_d^s + \frac{\sqrt{3}}{2} f_q^s \\ f_c = -\frac{1}{2} f_d^s - \frac{\sqrt{3}}{2} f_q^s \end{bmatrix}$$

2.4 행렬식을 이용한 좌표 변환

- abc좌표계의 3상 변수를 임의의 각속도 ω로 회전하는 회전 좌표계의 d-q축으로 변환
  - $f_{dqn}^{\omega} = T(\theta) f_{abc} \quad (f_{dqn} = [f_d\, f_q\, f_n]^T,\ f_{abc} = [f_a\, f_b\, f_c]^T)$ ([ ]^{T}는 전치행렬)
    - f : 임의의 전동기 변수로 전압, 전류 또는 쇄교 자속 등이 될 수 있음



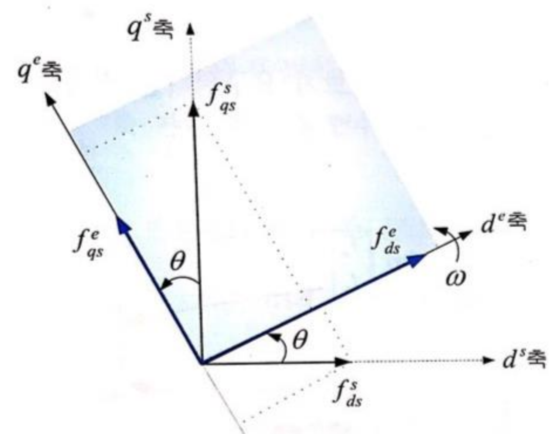
< 3상 abc축 변수의 임의의 각속도 ω로 회전하는 d-q축 변수로의 변환 >

2.4 행렬식을 이용한 좌표 변환

- abc좌표계의 3상 변수를 임의의 각속도 ω로 회전하는 회전 좌표계의 d-q축으로 변환
  - $T(\theta)=\frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-\frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta-\frac{4}{3}\pi) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta-\frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta-\frac{4}{3}\pi) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$ (θ=좌표축의 회전각)
    - $\theta=\int_0^t \omega(\tau)d\tau+\theta(0)$

2.4 행렬식을 이용한 좌표 변환

- 정지 좌표계 변수의 회전 좌표계 변수로의 변환
  - Park's Transformation
    - abc축 좌표계의 변수를 각속도 ω로 회전하는 회전 좌표계의 d^{ω}-q^{ω}축 변수로의 변환
    - $f_{dqn}^{e} = R(\theta) f_{dqn}^{s} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d^s \\ f_q^s \\ f_n \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} f_d^e = f_d^s \cos\theta + f_q^s \sin\theta \\ f_q^e = -f_d^s \sin\theta + f_q^s \cos\theta \\ f_n^e = f_n \end{bmatrix}$



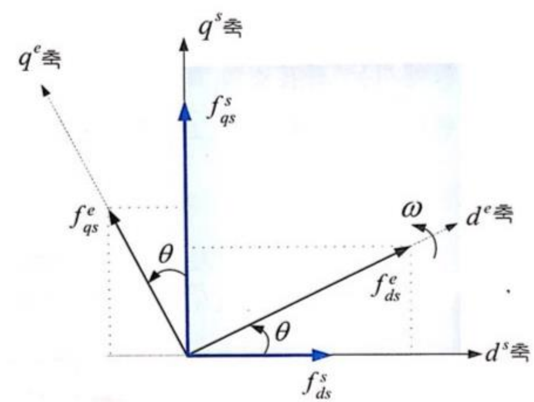
(a) 회전 좌표계로의 변환

< 정지 좌표계와 회전 좌표계 간의 d-q축 변수 변환 >

2.4 행렬식을 이용한 좌표 변환

- 정지 좌표계 변수의 회전 좌표계 변수로의 변환
  - 회전 좌표계 변수의 정지 좌표계 d-q축 변수로의 역변환
    - $f_d^s = f_d^e \cos\theta - f_q^e \sin\theta$

      $f_q^s = f_d^e \sin\theta + f_q^e \cos\theta$



(b) 정지 좌표계로의 역변환

< 정지 좌표계와 회전 좌표계 간의 d-q축 변수 변환 >

2.5 3상 전압형 인버터의 전류 제어기 설계

- 전류제어를 위한 d-q 동기 좌표계 R-L 부하의 모델링
  - 대칭 3상 R-L 부하
    - 3상의 전압

$$v_{as} = R_s i_{as} + L_s \frac{di_{as}}{dt}$$

$$v_{bs} = R_s i_{bs} + L_s \frac{di_{bs}}{dt}$$

$$v_{cs} = R_s i_{cs} + L_s \frac{di_{cs}}{dt}$$

    - d-q좌표계로 변환

$$v_{ds}^s = R_s i_{ds}^s + L_s \frac{di_{ds}^s}{dt}$$

$$v_{qs}^s = R_s i_{qs}^s + L_s \frac{di_{qs}^s}{dt}$$

    - 복소 벡터로 변환

$$i_{dps} = i_{ds} + j i_{qs}$$

2.5 3상 전압형 인버터의 전류 제어기 설계

- 전류제어를 위한 d-q 동기 좌표계 R-L 부하의 모델링
  - 대칭 3상 R-L 부하
    - 3상 R-L 부하를 복소 벡터를 활용하여 표현

$$v_{dqs}^{s} = R_s i_{dqs}^{s} + L_s \frac{di_{dqs}^{s}}{dt}$$

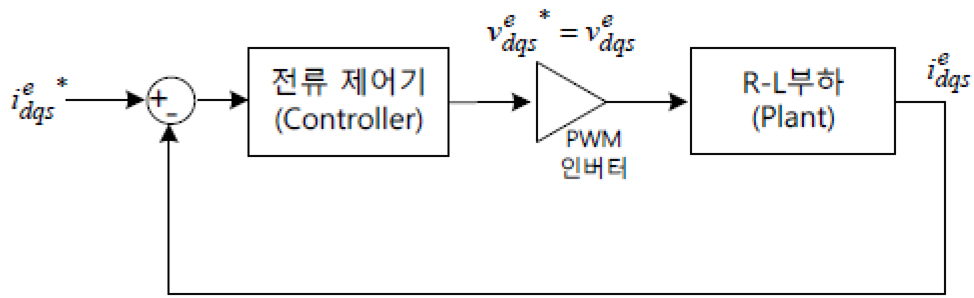
    - 전동기 구동 인버터의 경우 전동기의 자속 방향을 d축으로, 계통 연계형 인버터의 경우 계통의 전압을 d축 혹은 q축으로 설정
      - 본 장에서의 경우 임의의 주파수로 회전하는 동기좌표계를 사용
    - d-q 동기 좌표계 상의 대칭 3상 R-L 부하

$$v_{ds}^{e} = R_s i_{ds}^{e} - \omega_e L_s i_{qs}^{e} + L_s \frac{di_{ds}^{e}}{dt}$$

$$v_{qs}^{e} = R_s i_{qs}^{e} + \omega_e L_s i_{ds}^{e} + L_s \frac{di_{qs}^{e}}{dt}$$

2.5 3상 전압형 인버터의 전류 제어기 설계

- 동기 좌표계 비례-적분 전류 제어기
  - 구조



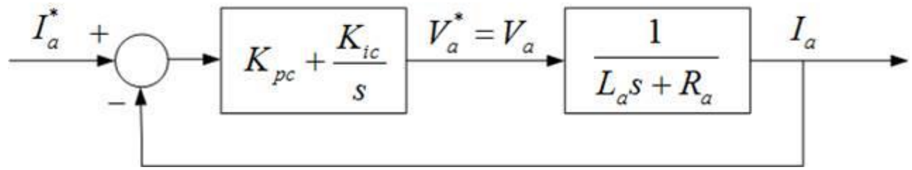
< 일반적인 전류 제어 시스템 >

- 부하의 전달 함수를 구한 후에 전류 제어기를 구성
- 제어 대상인 R-L 부하는 PWM인버터의 출력 전압을 입력으로 하며 전류를 출력함
- 전압에 대한 전류의 전달 함수

$$P_{(plant)} = \frac{i_{dqs}^{e}}{v_{dqs}^{e}} = \frac{1}{R_s + j\omega_e L_s + sL_s}$$

2.5 3상 전압형 인버터의 전류 제어기 설계

- 비례-적분 전류 제어기의 이득 선정
  - 제어기 이득 산출 과정



< 일반적인 비례-적분 전류 제어기의 구성 >

- 좌표 변환을 통해 얻어진 회전 좌표계의 전류는 각각의 지령과의 오차를 계산하여 비례 적분 제어기를 통하여 전압 지령을 생성

- 비례 적분 제어기를 포함한 전류 제어 시스템에서 전류 오차와 출력 전압과의 관계

$$V_a = K_{pc}\left(1 + \frac{1}{T_c s}\right)(I_a^* - I_a)$$

- 비례 적분 전류 제어 시스템의 개루프 특성을 살펴보기 위해 개루프 전달 함수를 구해보면

$$G_c^o(s) = K_{pc}\left(\frac{s + 1/T_c}{s}\right)\frac{1}{L_a s + R_a}$$

$$= K_{pc}\frac{s + K_{ic}/K_{pc}}{s}\frac{1/L_a}{s + R_a/L_a}$$

2.5 3상 전압형 인버터의 전류 제어기 설계

- 비례-적분 전류 제어기의 이득 선정
  - 제어기 이득 산출 과정
    - 비례 적분 제어기의 영점이 시스템의 극점을 상쇄하도록 설계 할 때의 개루프 함수식

$$G_c^o(s) = \frac{1}{\frac{L_a}{K_{pc}} s}$$

      - 영점($-k_{ic}/k_{pc}$)이 시스템의 극점 ($-R_a/L_a$)을 상쇄하도록 설계하면 비례 적분 제어기의 절점 주파수는 $1/T_c = R_a/L_a$로 설정 할 수 있음

    - 이러한 Pole-Zero Cancellation 기법을 통하여 전동기 자체의 특성을 제거하고 제어기 이득으로만 전류 제어기의 특성이 결정되도록 할 수 있음

2.5 3상 전압형 인버터의 전류 제어기 설계

- 비례-적분 전류 제어기의 이득 선정
  - 제어기 이득 산출 과정
    - 교차각 주파수
      - 이득이 '0[dB] or 1' 을 통과하는 주파수인 교차각 주파수는
        - 이 주파수 응답의 교차각 주파수는 폐루프 주파수 응답의 차단 주파수와 동일
          → 전류 제어기의 주파수 대역폭이 됨

$$\left|G_c^o(j\omega_{cc})\right| = \left|\frac{1}{\frac{L_a}{K_{pc}} j\omega_{cc}}\right| = 1$$

$$\omega_{cc} = \frac{K_{pc}}{L_a}$$

- 피드백 루프가 있는 비례 적분 전류 제어 시스템의 폐루프 전달 함수

$$\frac{I(s)}{I^*(s)} = G_c^c(s) = \frac{G_c^o(s)}{1+G_c^o(s)} = \frac{1}{\frac{L_a}{K_{pc}}s+1} = \frac{\omega_{cc}}{s+\omega_{cc}}$$

- 비례 적분 제어기의 영점이 극점과 상쇄되도록 설계하면 전류 제어계는 직류 이득이 1 이며 안정하면서도 빠른 응답 특성을 가지는 1차 지연 요소가 됨
- 단, 응답은 $T_c = 1/\omega_{cc}$ 만큼의 지연을 가지지만 대역폭을 크게 하면 지연을 줄일 수 있음

2.5 3상 전압형 인버터의 전류 제어기 설계

- 비례-적분 전류 제어기의 이득 선정
  - 제어기 이득 산출 과정
    - 차단 주파수
      - 전달 함수의 이득이 직류 이득 크기의 -3[dB]이 되는 주파수
      - 크기

$$\left|G_c^c(j\omega)\right| = \left|\frac{\omega_{cc}}{j\omega+\omega_{cc}}\right| = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\omega = \omega_{cc}$$

        - 이는 개루프 주파수 응답의 교차각 주파수와 같음

    - 이득
      - 비례 이득 $K_{pc} = L_a\omega_{cc}$
      - 적분 이득 $K_{ic} = R_a\omega_{cc}$

2.5 3상 전압형 인버터의 전류 제어기 설계

- 비례-적분 전류 제어기의 이득 선정
  - 제어기 대역폭
    - 전류 제어기의 대역폭은 전력 변환 장치의 스위칭 주파수와 제어 주기에 의해 제한을 받음
      - 대역폭을 크게 하면 전류 제어기의 속응성을 좋게하나 전류 센서 신호의 잡음에 대하여 민감하게 되어 시스템이 불안정하게 됨
    - 전류 제어기 이득 중 비례 이득의 크기는 응답 시간과 지연 시간을 결정하므로 커질수록 응답이 빠르게 되고 적분 이득은 정상 상태 오차를 감소 시키는 속도를 결정
      - 응답 특성이 진동하여 시스템이 불안정해질 수 있으므로 적절한 값 선정이 필요