

제 6 장 PWM 인버터

6.1 서 론

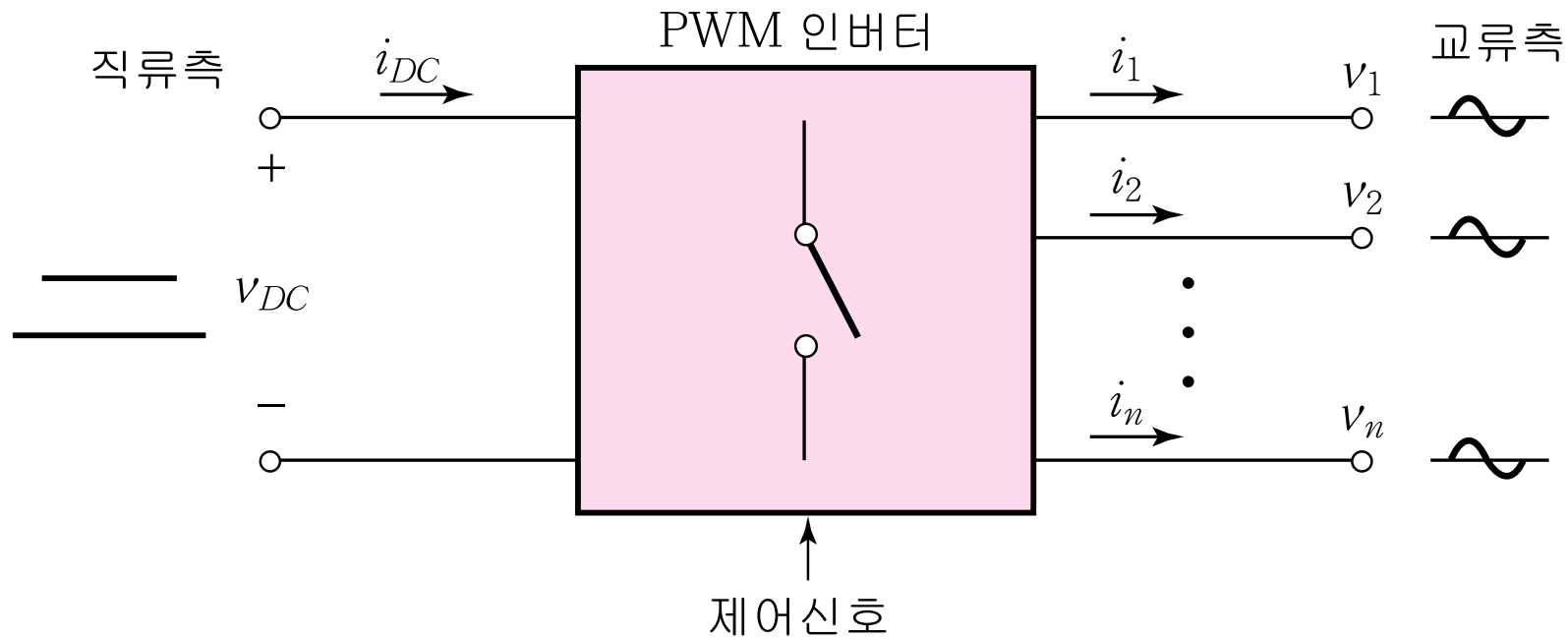
6.2 단상 하프브리지 인버터

6.3 단상 풀브리지 인버터

6.4 3상 인버터

6.1 서론

- 인버터의 기능: DC \Rightarrow AC



6.1.1 PWM 인버터 개요

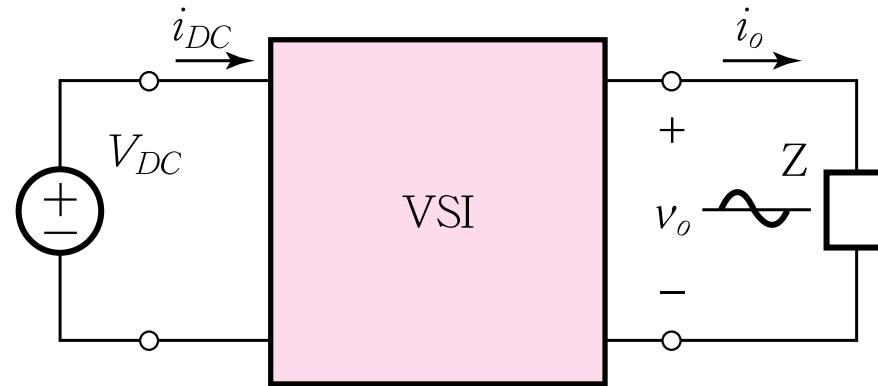
- 직류측 입력전원: 배터리, 연료전지, 태양전지,
DC-Link(간접변환)

- 직류(DC) 입력전원의 성질에 따른 인버터 분류
 - 전압원 인버터(Voltage Source Inverter: VSI)
 - 전류원 인버터(Current Source Inverter: CSI)

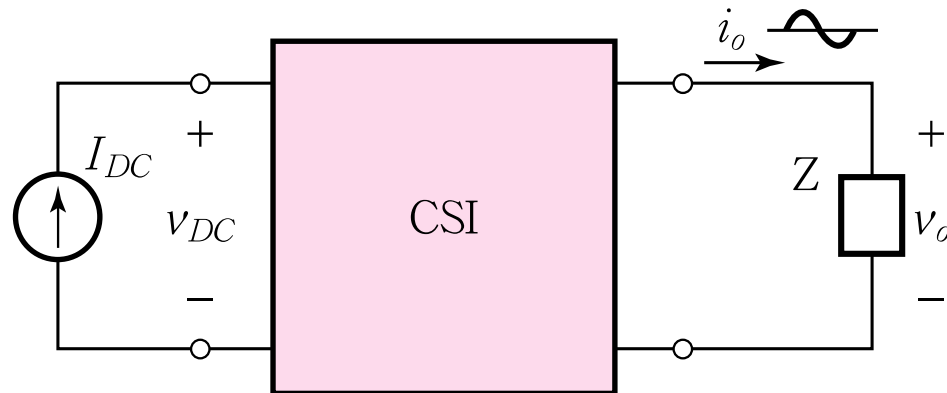
- 교류(AC)출력의 상수에 따른 인버터 분류
 - 단상 인버터(Single-phase Inverter)
 - 다상 인버터(Multiple-phase Inverter)

전압원 인버터와 전류원 인버터

- 전압원 인버터: $V_{DC} \rightarrow (\text{VSI}) \rightarrow v_o \rightarrow (Z) \rightarrow i_o \rightarrow (\text{VSI}) \rightarrow i_{DC}$

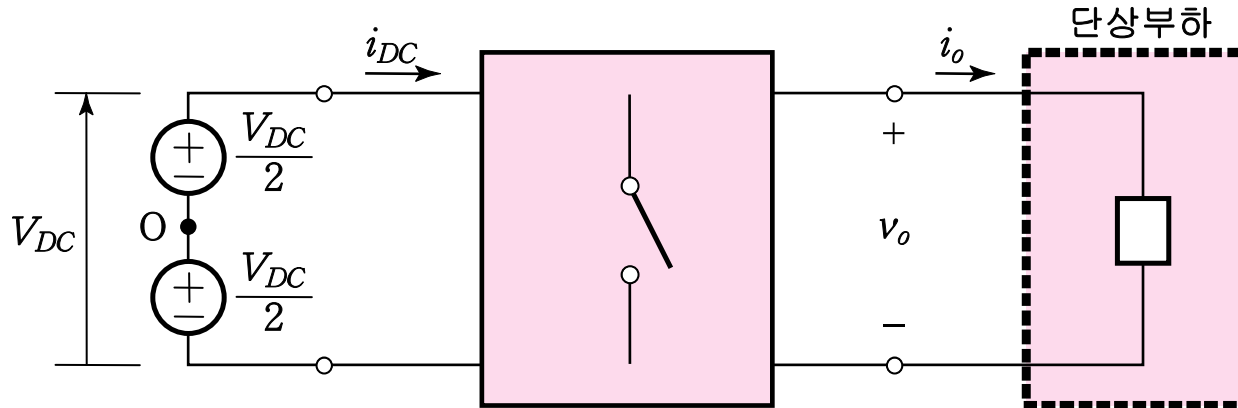


- 전류원 인버터: $I_{DC} \rightarrow (\text{CSI}) \rightarrow i_o \rightarrow (Z) \rightarrow v_o \rightarrow (\text{CSI}) \rightarrow v_{DC}$



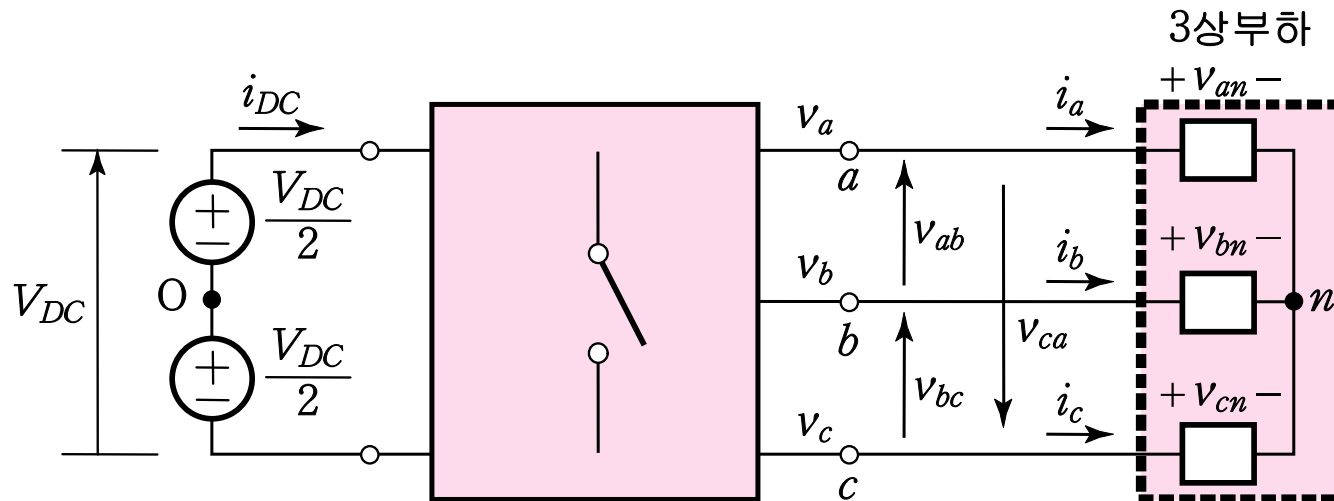
인버터 출력전압

■ 단상 인버터



- 출력 상전압 : v_o
= 부하 상전압
= 출력 선간전압

■ 3상 인버터

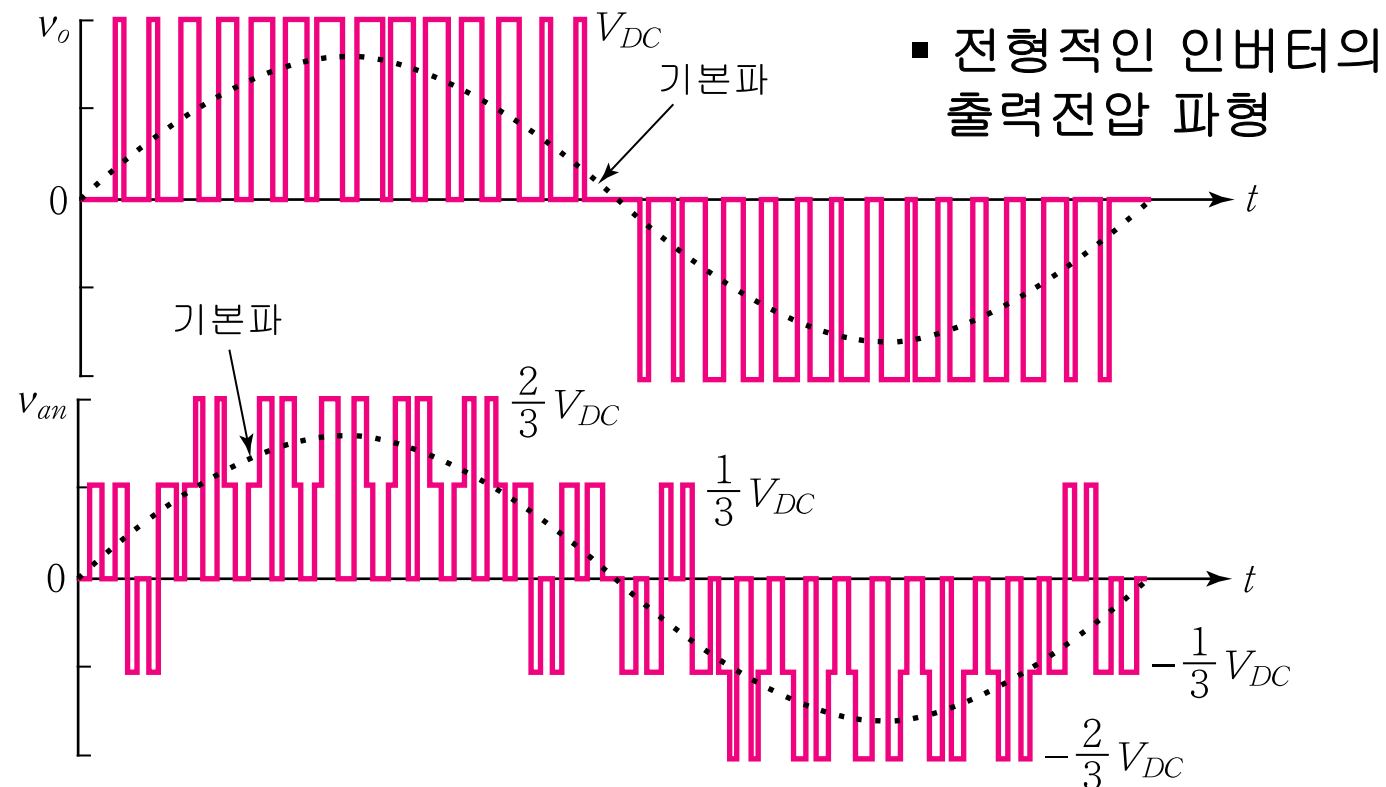


- 출력 상전압:
(v_{ao}, v_{bo}, v_{co})
- 부하 상전압:
(v_{an}, v_{bn}, v_{cn})
- 출력 선간전압:
(v_{ab}, v_{bc}, v_{ca})

n 점: Y 결선된 3상부하의 중성점

인버터의 제어(Control)

- 인버터를 제어한다는 것은 교류 출력전압에서 다음 중 하나 이상을 제어한다는 것을 말한다.
 - 기본파의 크기
 - 기본파의 주파수
 - 고조파 성분

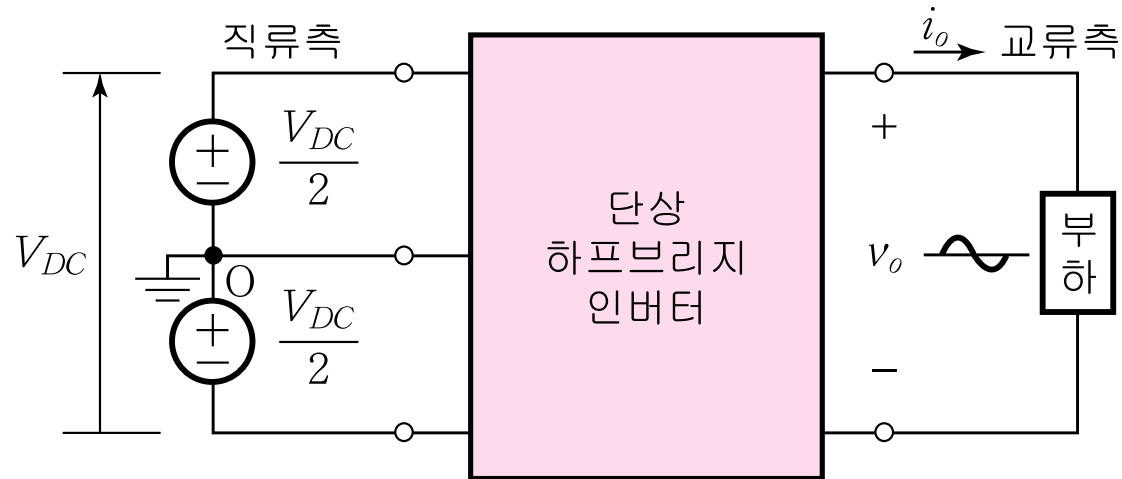


6.2 단상 하프브리지 인버터

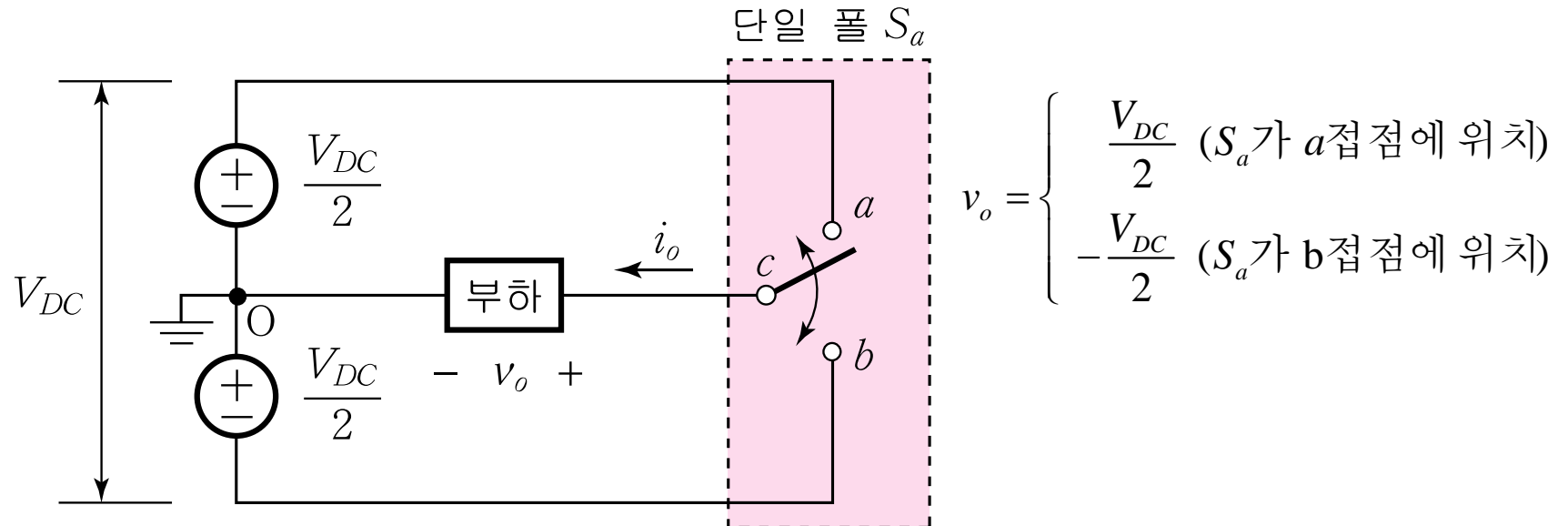
- 6.2.1 동작원리
- 6.2.2 입출력 특성
- 6.2.3 회로구성 및 동작
- 6.2.4 출력전압의 제어
- 6.2.5 출력전류의 제어

6.2.1 동작원리

■ 기능 :

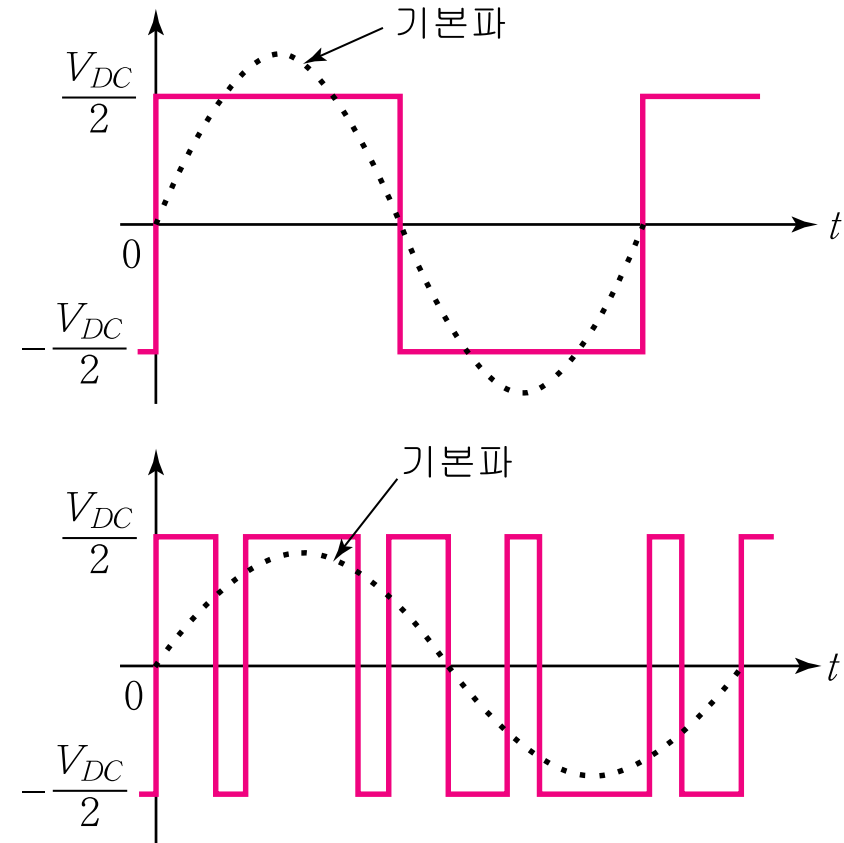
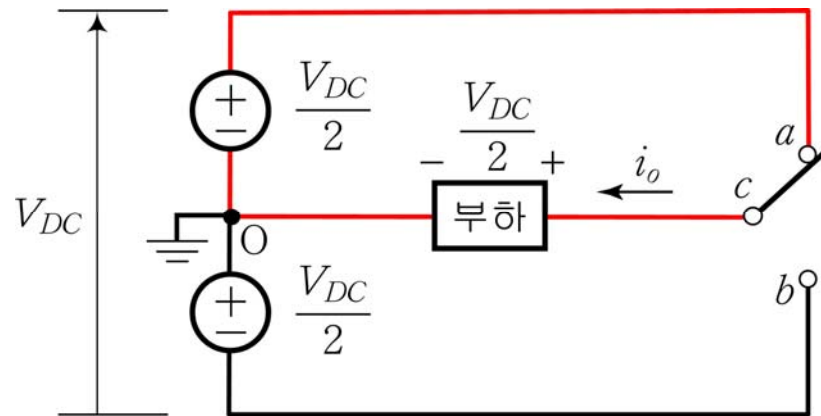


■ 동작원리 :



6.2.1 동작원리

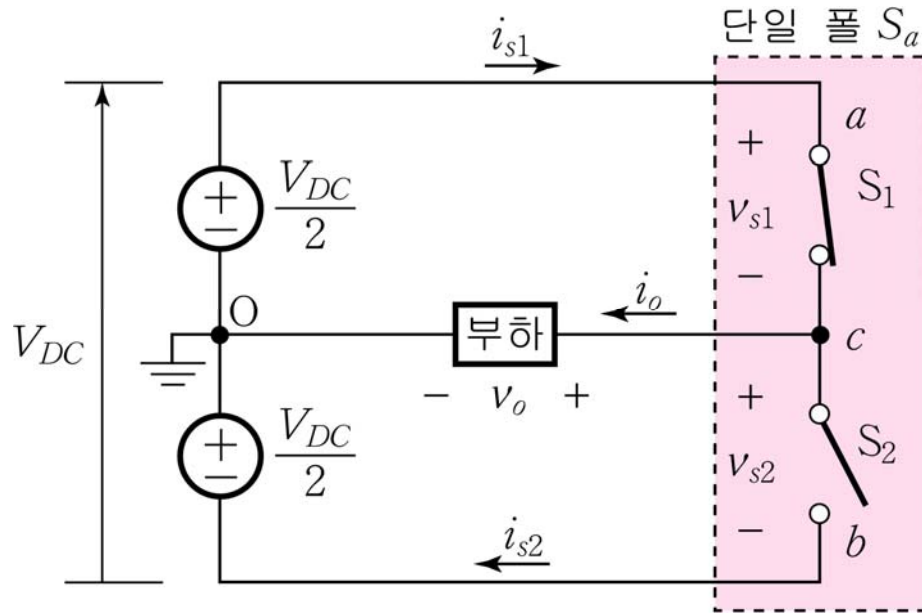
■ 2레벨 출력파형 :



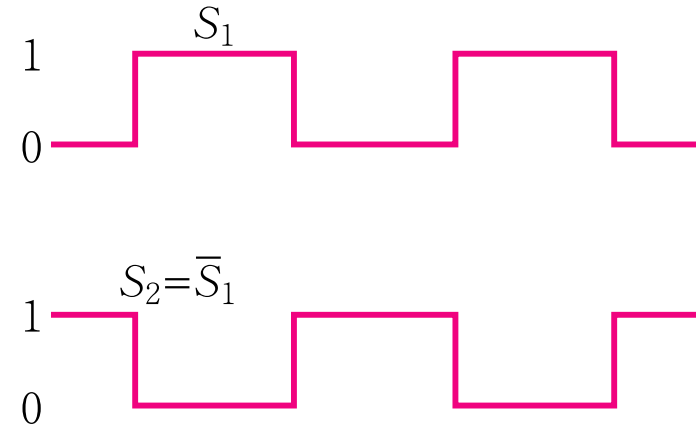
✓ a 점점과 b 점점 사이를 훨씬 빈번하게 스위칭 함으로써 고조파가 적게 포함되어 정현파에 더욱 가까운 출력전압 파형을 생성할 수 있다.

6.2.2 입출력 특성

■ 출력전압



$$S_2 = \overline{S_1} = 1 - S_1$$



$$v_o = S_1 \left(\frac{V_{DC}}{2} \right) + S_2 \left(-\frac{V_{DC}}{2} \right) = S_{HB} V_{DC}$$

■ 단상하프브리지 인버터의 스위칭 함수 S_{HB}

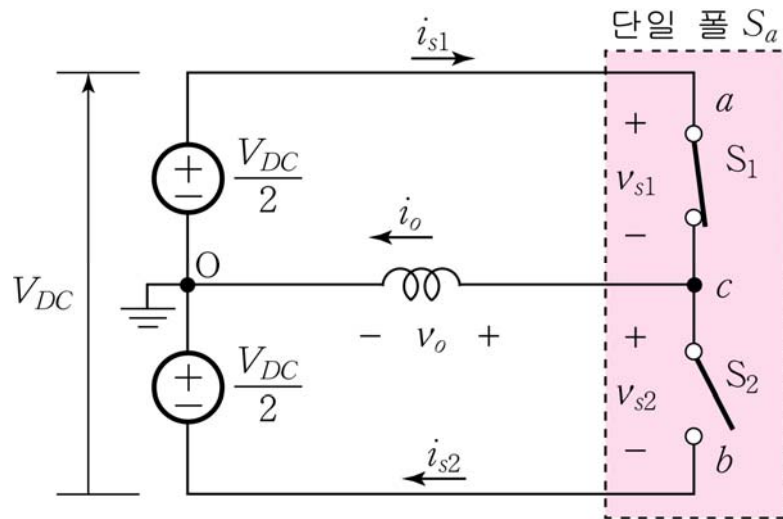
$$S_{HB} = \frac{1}{2}(S_1 - S_2) = S_1 - \frac{1}{2} = \frac{1}{2} - S_2 \quad S_{HB} \in \left\{ \frac{1}{2}, -\frac{1}{2} \right\}$$

✓ 스위칭 함수 S_{HB} 는 단상 하프브리지 인버터의 동작을 완전히 기술한다.

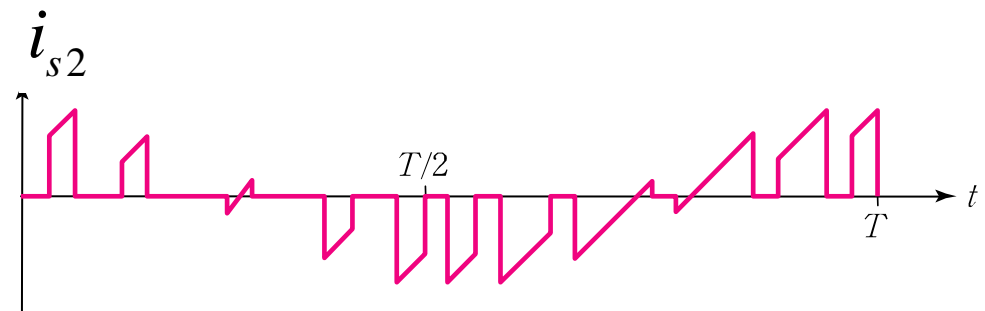
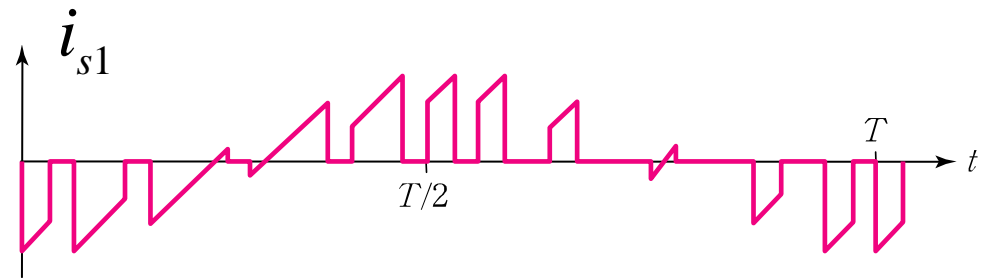
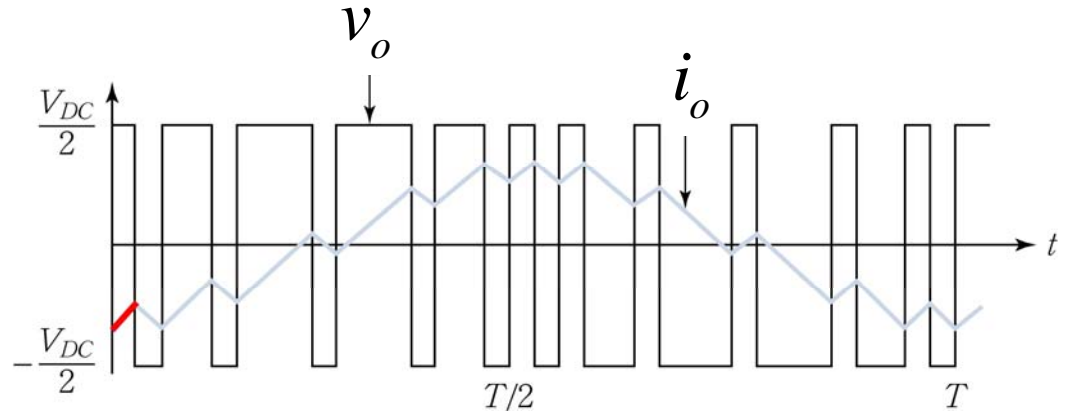
6.2.2 입출력 특성

■ 인버터의 전류파형 예 (L 부하)

■ 입력전류 :

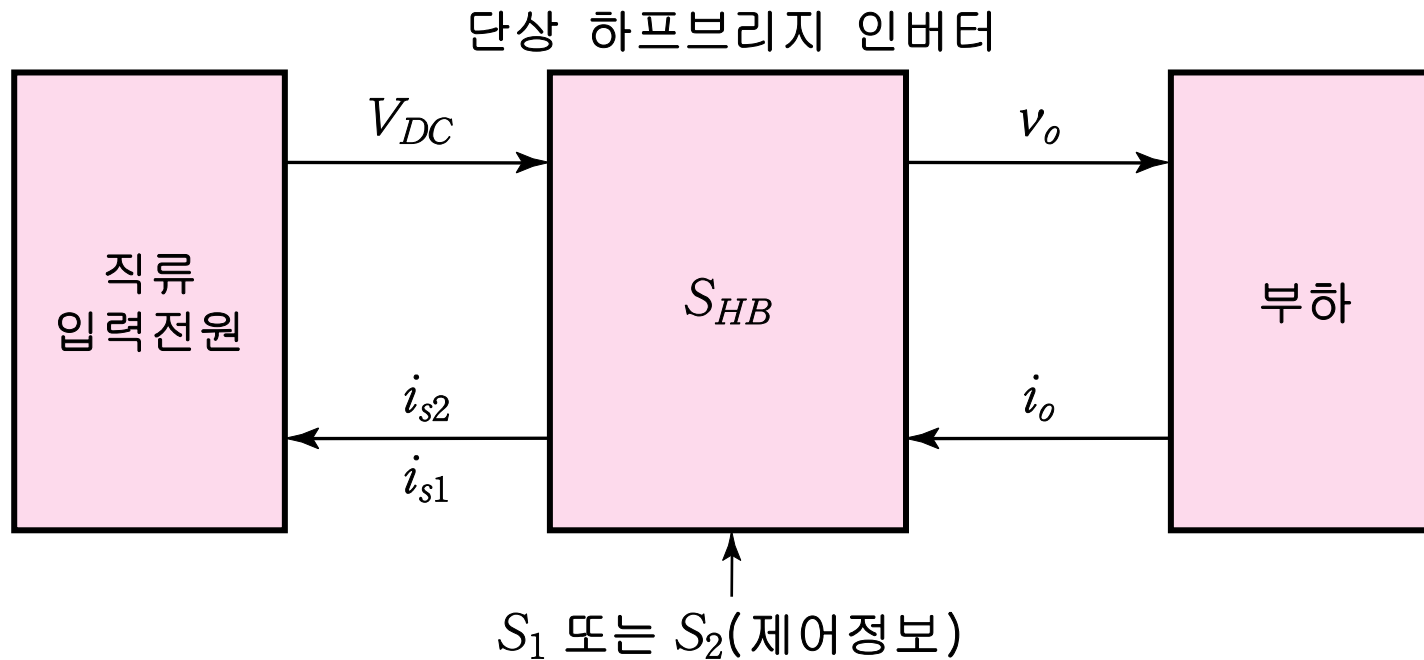


$$\begin{aligned}
 i_{s1} &= S_1 i_o \\
 i_{s2} &= S_2 (-i_o)
 \end{aligned}
 \quad \rightarrow \quad
 \begin{aligned}
 i_{s1} &= S_{HB} i_o + \frac{i_o}{2} \\
 i_{s2} &= S_{HB} i_o - \frac{i_o}{2}
 \end{aligned}$$



6.2.2 입출력 특성

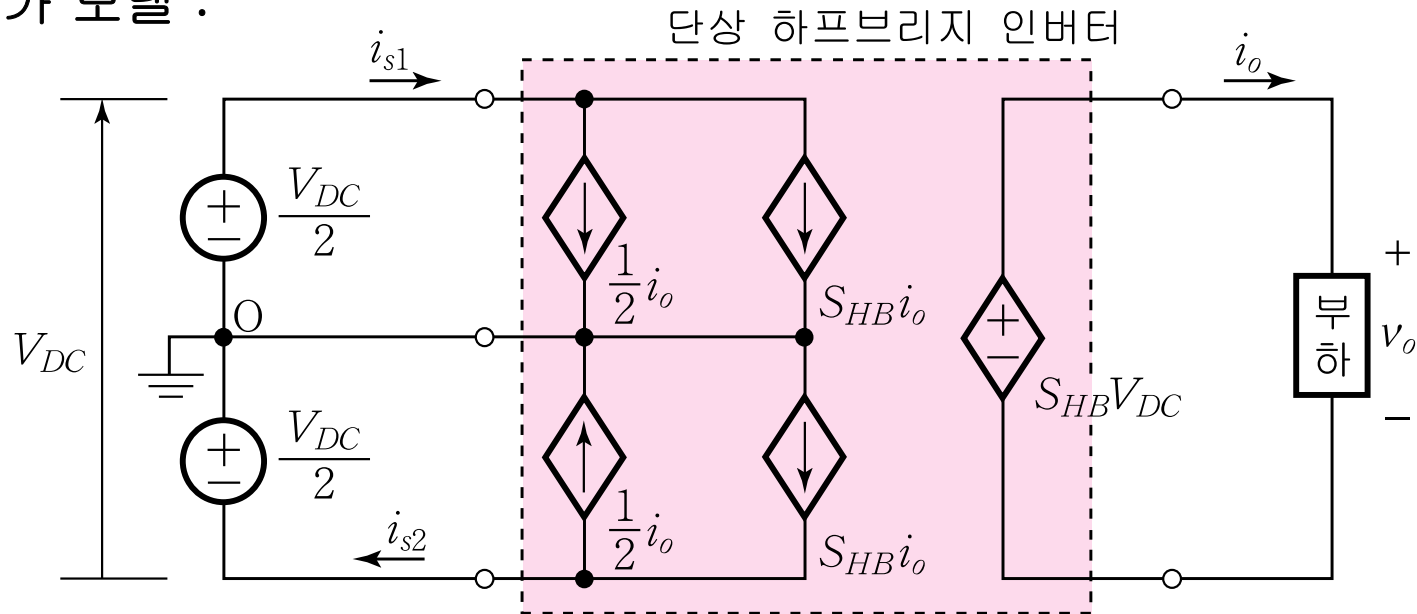
■ 동작 개념도 :



- 스위칭 함수 S_{HB} 는 인버터의 동작을 수학적으로 완전히 기술한다.
- 인버터의 출력전압 v_o 는 입력전압 V_{DC} 와 스위칭 함수 S_{HB} 에 의하여 정해진다.
- 부하전류 i_o 는 인버터 출력전압과 부하의 특성에 따라 정해진다.
- 인버터의 입력전류 i_{s1} , i_{s2} 는 부하전류 i_o 와 스위칭 함수 S_{HB} 에 의하여 정해진다.

6.2.2 입출력 특성

■ 등가 모델 :



$$p_i = \frac{V_{DC}}{2} i_{s1} + \frac{V_{DC}}{2} i_{s2} = V_{DC} \cdot \frac{i_{s1} + i_{s2}}{2}$$

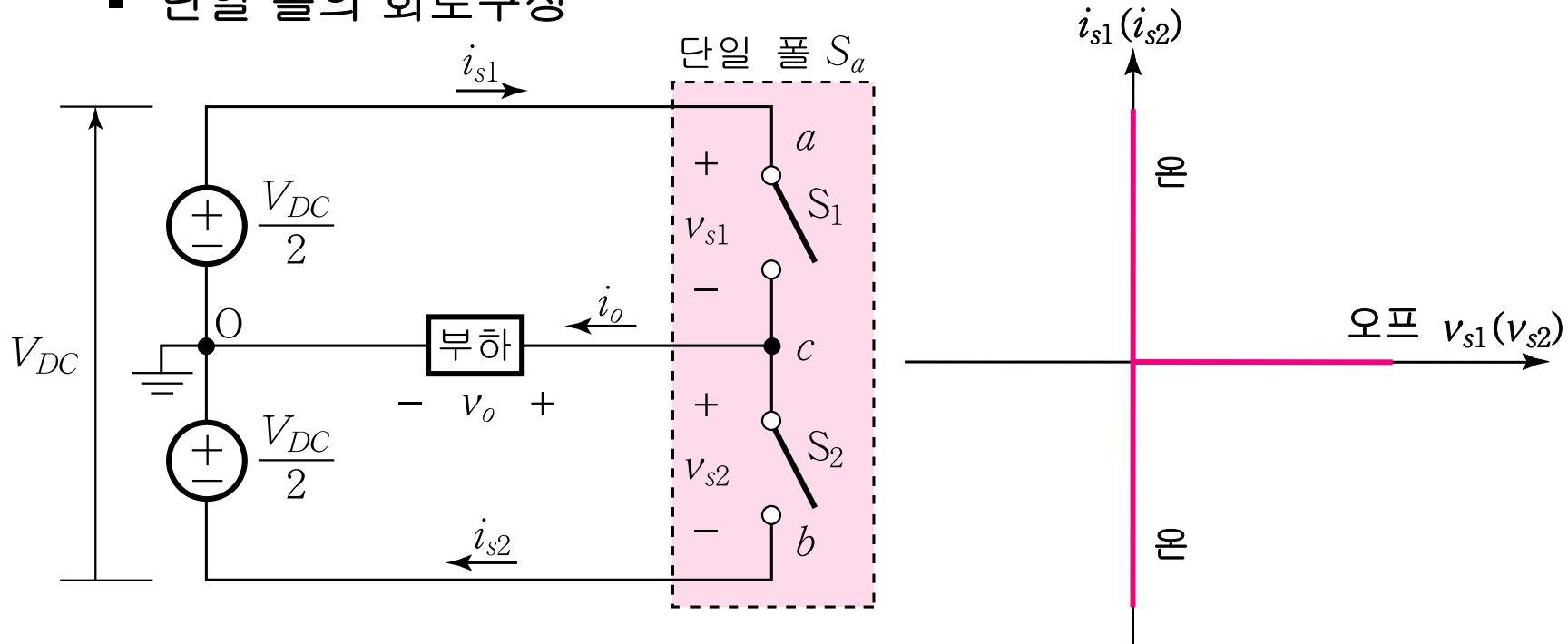
$$p_o = v_o i_o = S_{HB} V_{DC} i_o$$

$$p_i = p_o \longrightarrow \frac{i_{s1} + i_{s2}}{2} = S_{HB} i_o \equiv i_{DC}$$

✓ 상기의 매크로/단일전원 모델은 PSPICE와 같은 Circuit Simulation 프로그램을 사용하여 쉽게 구현이 가능하며, 시뮬레이션 가능하다.

6.2.3 회로구성 및 동작

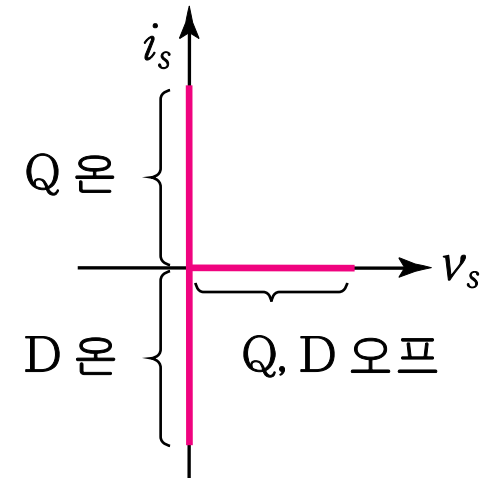
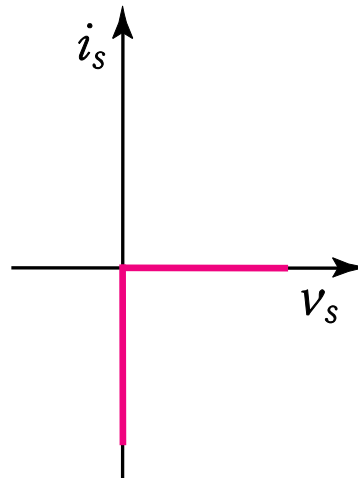
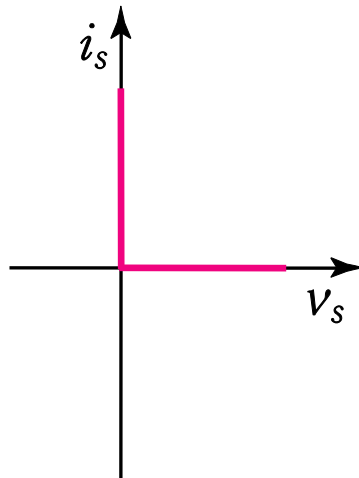
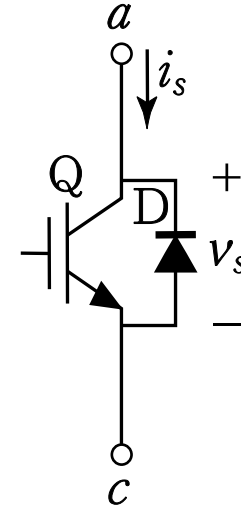
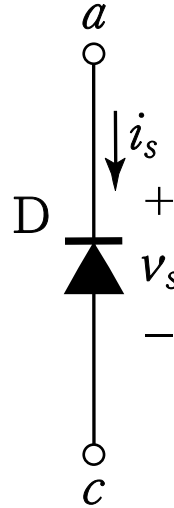
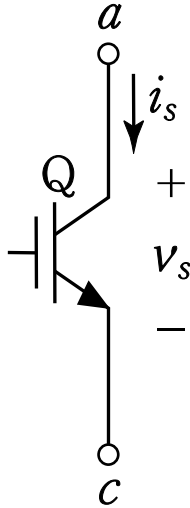
■ 단일 폴의 회로구성



- ON시 스위치 S_1, S_2 에 흐르는 전류의 방향은 부하특성에 따라 정해진다.
⇒ 양방향 전류특성
- OFF시 스위치 S_1, S_2 에 걸리는 전압의 방향은 부하와 무관하며, ON되어 있는 다른 쪽의 스위치로 인하여 V_{DC} 의 전압이 인가된다.
⇒ 단방향 전압저지특성

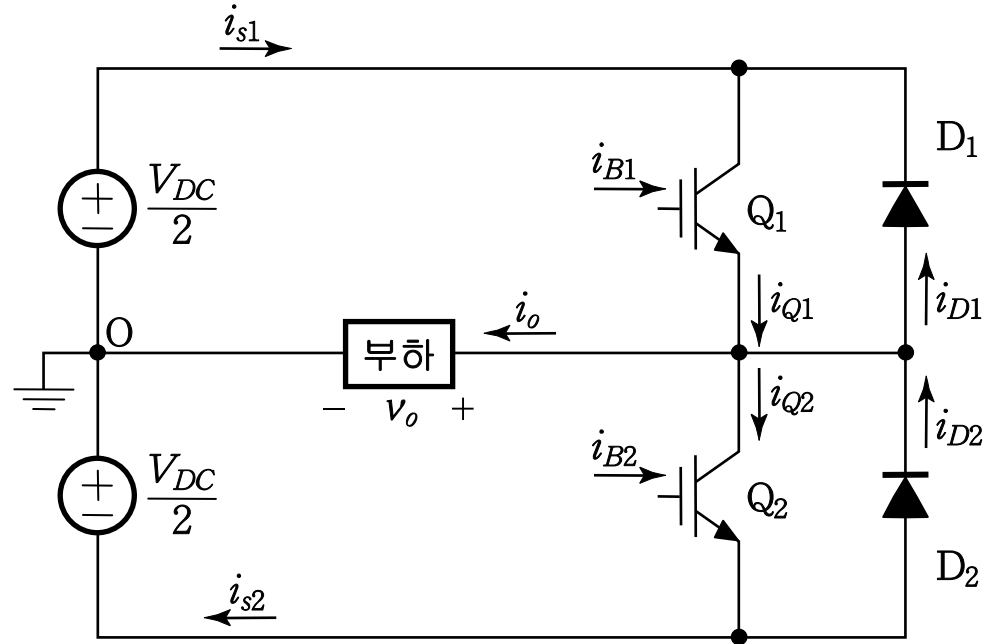
6.2.3 회로구성 및 동작

■ 스위치 특성의 조합



6.2.3 회로구성 및 동작

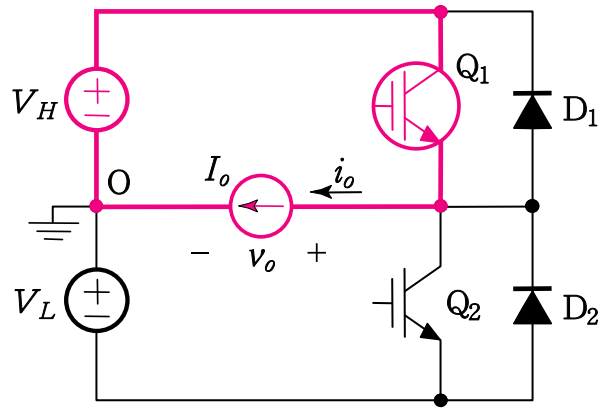
■ 단상 하프브리지 인버터의 회로구성



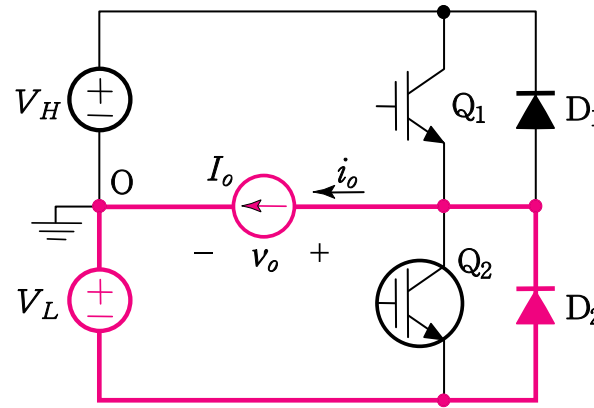
Q_1	Q_2	스위칭 상태	v_o
ON	ON	불가(KVL위배)	-
ON	OFF	가능	$V_{DC}/2$
OFF	ON	가능	$-V_{DC}/2$
OFF	OFF	가능	$V_{DC}/2$ (단, $i_o < 0$) $-V_{DC}/2$ (단, $i_o > 0$)

6.2.3 회로구성 및 동작

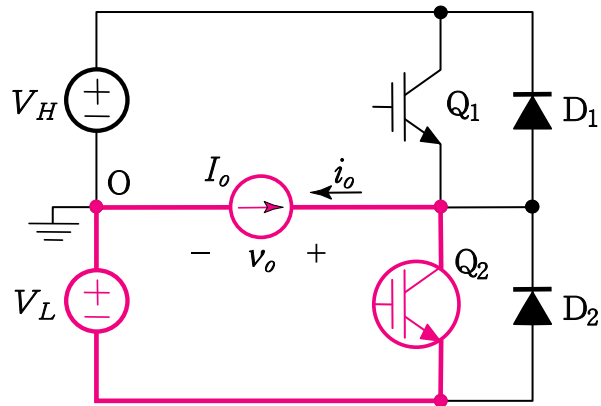
■ 4가지 동작 모드



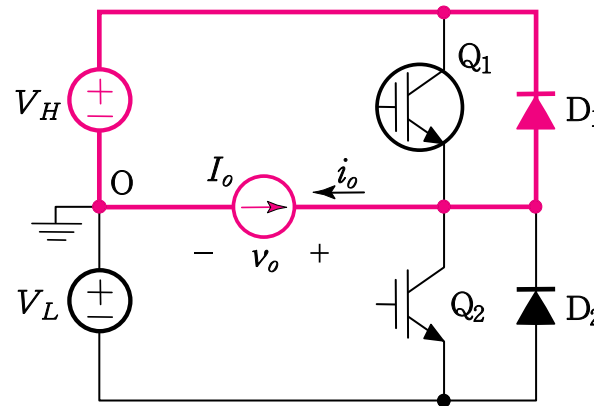
모드 1



모드 2



모드 3



모드 4

- 전력공급모드:
모드 1, 3
- 회생모드:
모드 2, 4

✓ 동작모드는 Q_1, Q_2, D_1, D_2 가운데 어느 소자로 부하전류가 흐르는가에 따라 정해진다.

6.2.3 회로구성 및 동작

■ 출력전류의 전환(Commutation)

인버터의 풀 동작에서 출력전류의 전환은 다음 4가지 경우중의 하나에 해당한다.

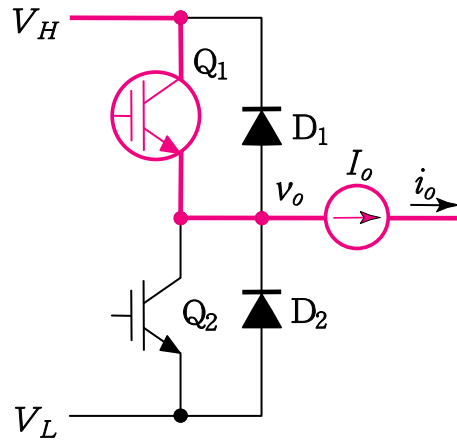
- 출력전류가 양일때, 상단에서 하단으로 commutation
- 출력전류가 양일때, 하단에서 상단으로 commutation
- 출력전류가 음일때, 상단에서 하단으로 commutation
- 출력전류가 음일때, 하단에서 상단으로 commutation

• Commutation 동작시에 상단 IGBT와 하단 IGBT의 shoot through를 방지하기 위하여 반드시 Dead Time을 둔다.

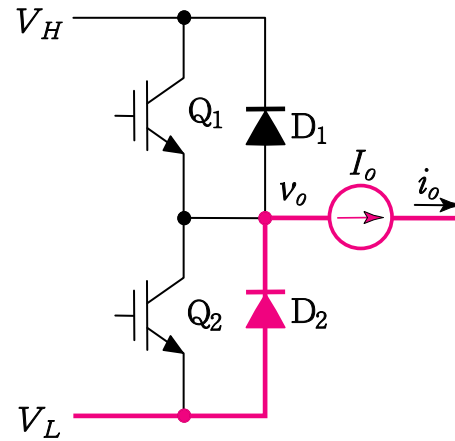
• Dead Time(또는 Blanking Time) : 출력전류의 전환 과정에서 한 풀의 모든 스위치가 OFF 상태에 머무는 시간.

6.2.3 회로구성 및 동작

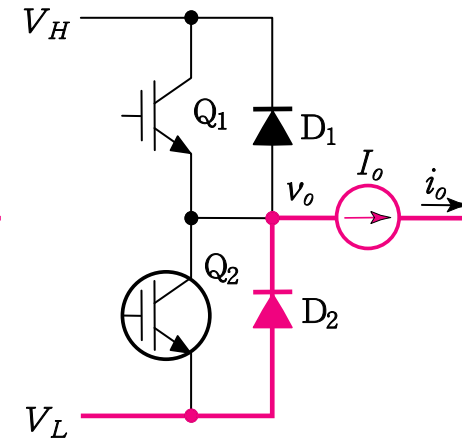
- 출력전류가 양일때, 상단에서 하단으로 commutation



(a) Q_1 턴온

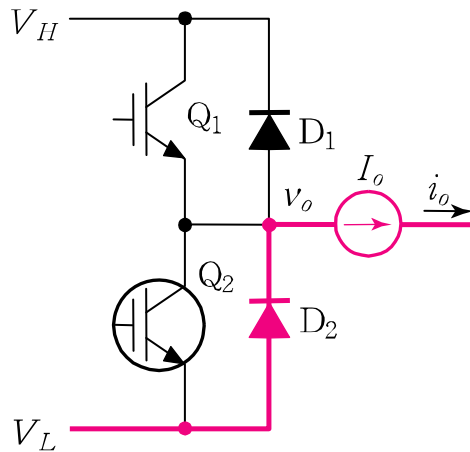


(b) 데드시간 구간

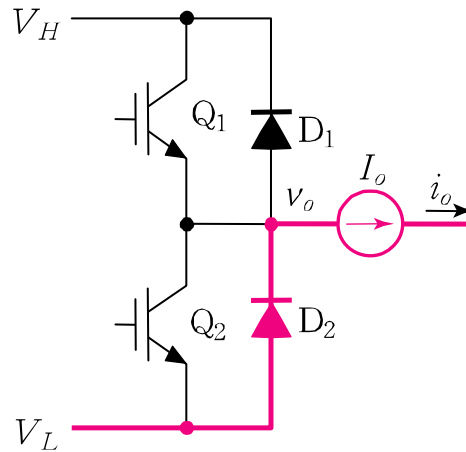


(c) Q_2 턴온

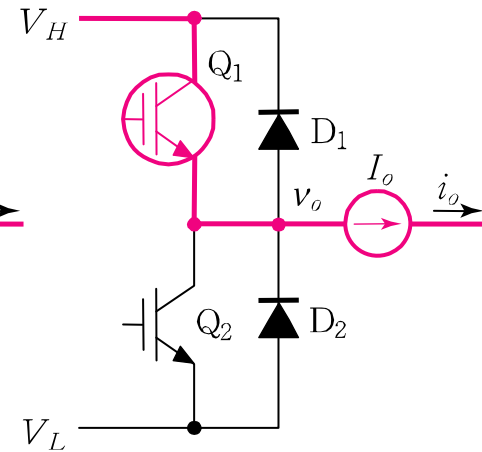
- 출력전류가 양일때, 하단에서 상단으로 commutation



(a) Q_2 턴온



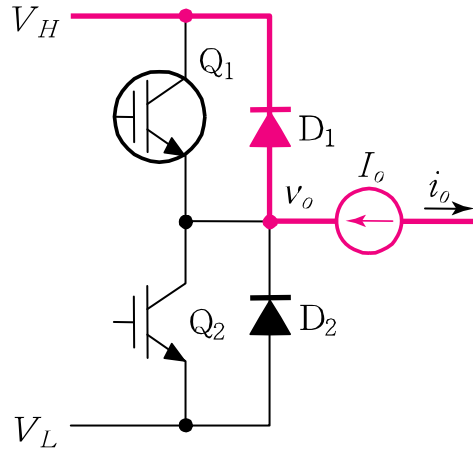
(b) 데드시간 구간



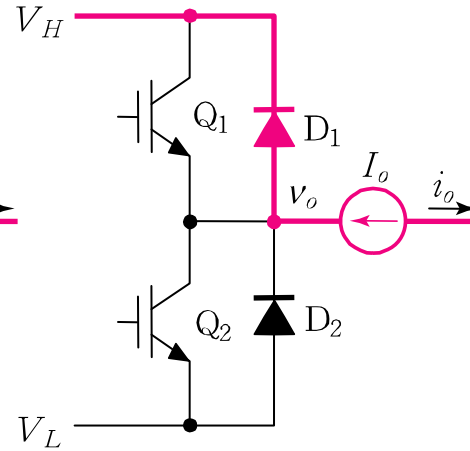
(c) Q_1 턴온

6.2.3 회로구성 및 동작

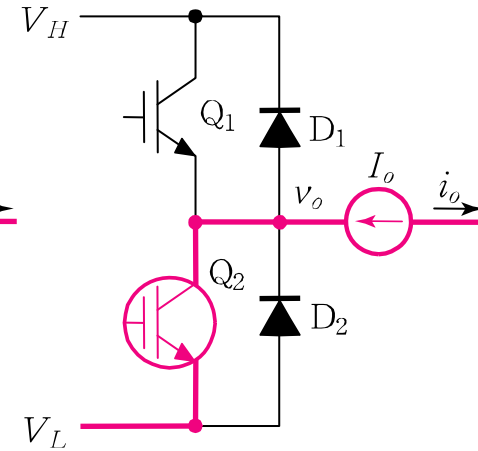
- 출력전류가 음일때, 상단에서 하단으로 commutation



(a) Q_1 턴온

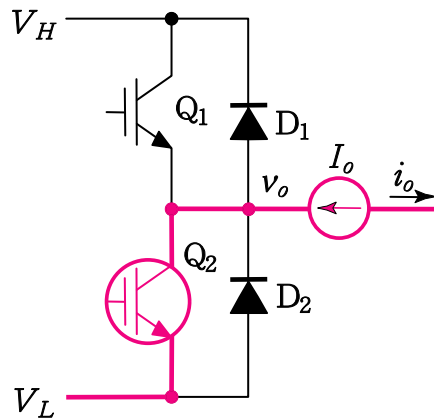


(b) 데드시간 구간

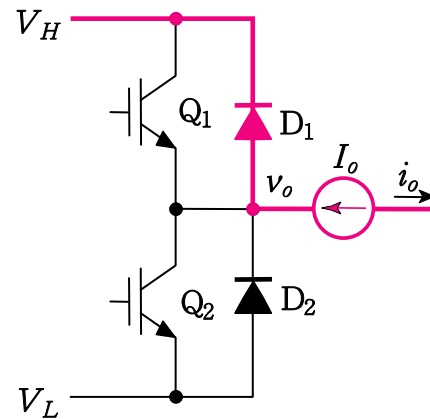


(c) Q_2 턴온

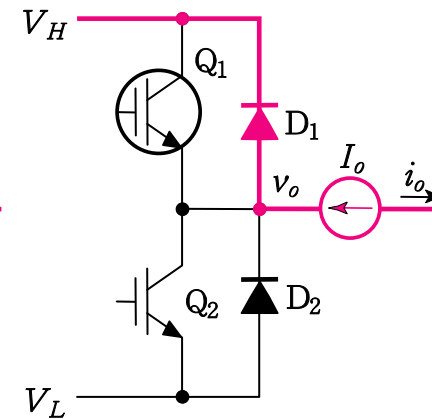
- 출력전류가 음일때, 하단에서 상단으로 commutation



(a) Q_2 턴온



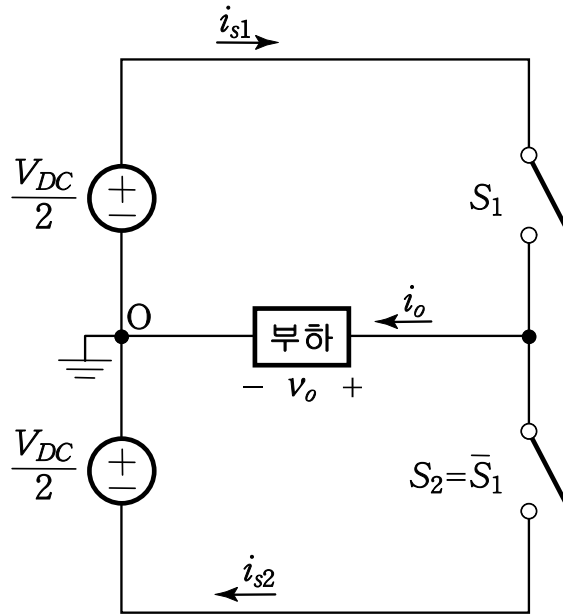
(b) 데드시간 구간



(c) Q_1 턴온

6.2.4 출력전압의 제어: 구형파 제어

■ 구형파 제어



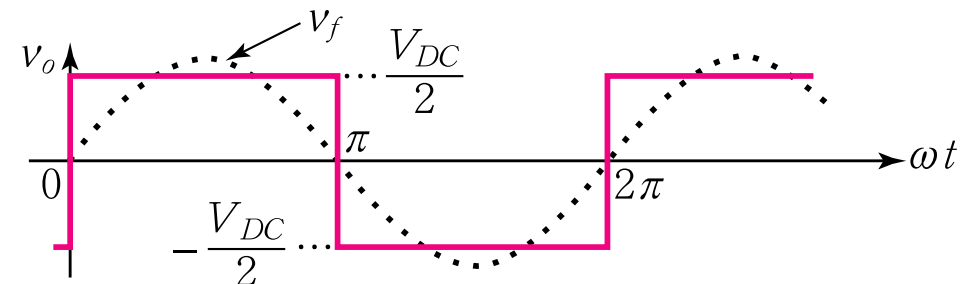
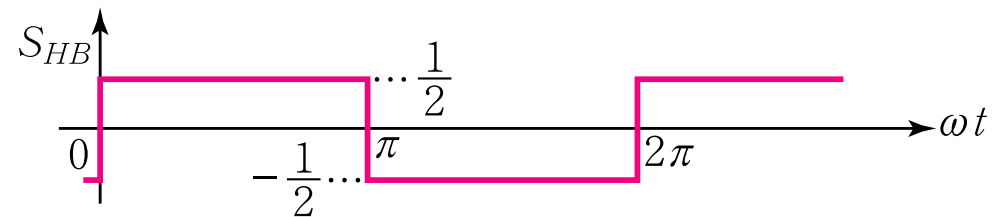
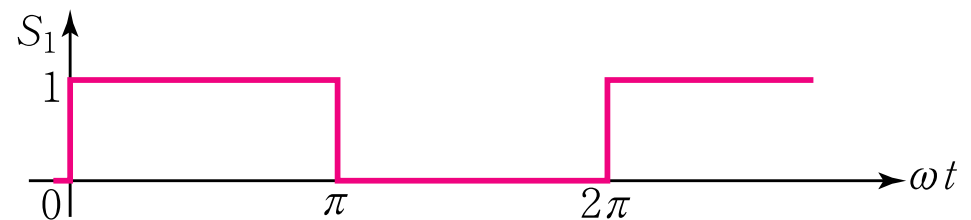
$$S_1(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\sin n \omega t}{n}$$

$$S_{HB} = S_1 - \frac{1}{2} = \frac{2}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\sin n \omega t}{n}$$

$$v_o(t) = S_{HB} V_{DC} = \frac{2V_{DC}}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\sin n \omega t}{n}$$

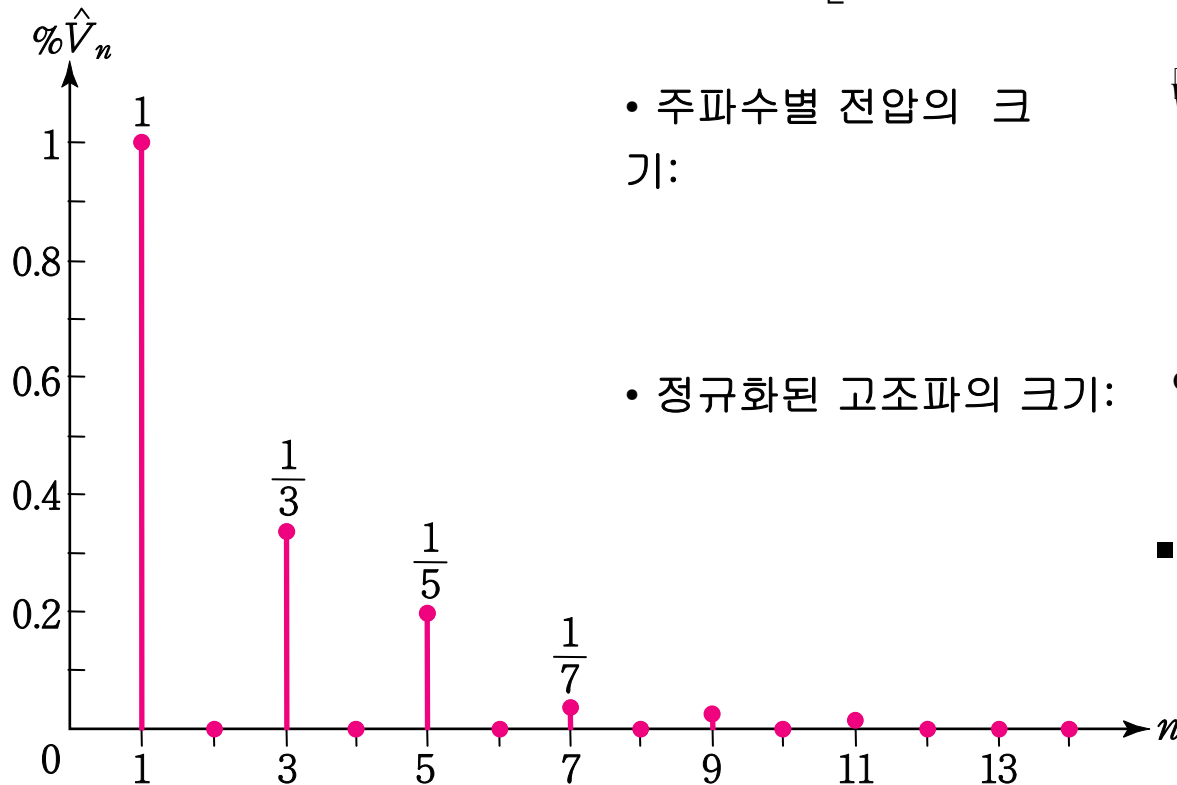
- 제어특성: 기본파의 크기-제어불가
기본파의 주파수-제어가능
고조파 성분-제어불가

■ 기본 파형 :



6.2.4 출력전압의 제어: 구형파 제어

■ 고조파 분석 :
$$v_o(t) = \frac{2V_{DC}}{\pi} \left[\sin(\omega t) + \frac{1}{3}\sin(3\omega t) + \frac{1}{5}\sin(5\omega t) + \dots \right]$$



• 주파수별 전압의 크기:
기:

$$\bar{V}_1 = \frac{2V_{DC}}{\pi} \quad (\text{기본파})$$

$$\bar{V}_n = \frac{2V_{DC}}{n\pi} \quad (n\text{차 고조파})$$

• 정규화된 고조파의 크기: $\% \bar{V}_n = \frac{\bar{V}_n}{\bar{V}_1} = \frac{1}{n}$

■ 실효값 :

$$V_o = \frac{V_{DC}}{2} \quad (\text{출력전압 전 체})$$

$$V_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{2V_{DC}}{\pi} \quad (\text{기본파})$$

• 홀수 차수의 고조파만 존재

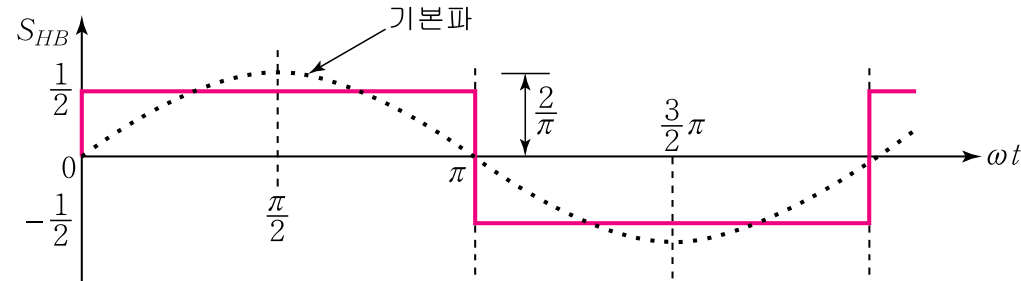
6.2.4 출력전압의 제어: 구형파 제어

- 출력전압의 THD_v : $THD_v = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2} = 0.4834$
- 고조파 손실률 HLF : $HLF = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n}\right)^2} = 0.1198$
- 2차 왜곡률 DF_2 : $DF_2 = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2}\right)^2} = 0.038$

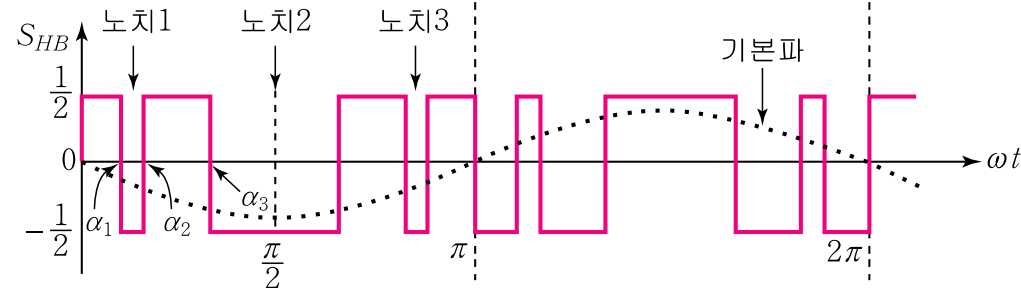
✓ THD_v , HLF , DF_2 는 직류 입력전압의 크기와 동작주파수와 무관하게 정해진다.

6.2.4 출력전압의 제어: 고조파 소거법

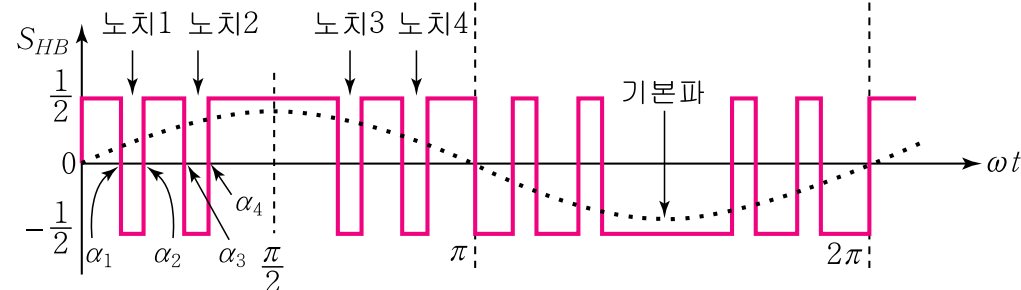
- 구형파의 반 사이클 내에 k 개의 notch를 갖는 패턴



- $k=\text{odd}$:



- $k=\text{even}$:



✓ k 가 홀수인 경우와 짝수인 경우 기본파의 위상은 정반대로 정해진다.

6.2.4 출력전압의 제어: 고조파 소거법

■ 고조파 분석 :

• 스위칭 함수 :
$$S_{HB} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} b_n \sin n\omega t$$

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{2}{n\pi} \left[1 + 2 \left\{ -\cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2 - \dots + (-1)^{k-1} \cos n\alpha_{k-1} + (-1)^k \cos n\alpha_k \right\} \right] \\ &= \frac{2}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{j=1}^k (-1)^j \cos n\alpha_j \right] \end{aligned}$$

• 출력전압 :
$$v_o = S_{HB} V_{DC} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} b_n V_{DC} \sin n\omega t$$

$$\begin{aligned} \bar{V}_n &= |b_n V_{DC}| = \frac{2V_{DC}}{n\pi} \left| 1 + 2 \sum_{j=1}^k (-1)^j \cos n\alpha_j \right| \\ \% \bar{V}_n &= \frac{\bar{V}_n}{2V_{DC} / \pi} = \frac{1}{n} \left| 1 + 2 \sum_{j=1}^k (-1)^j \cos n\alpha_j \right| \end{aligned}$$

6.2.4 출력전압의 제어: 고조파 소거법

■ 고조파 소거법 적용예

- 제어 특성(목표) : 기본파의 크기 - 제어가능
기본파의 주파수 - 제어가능
고조파의 크기 - 5차와 7차 고조파만 제어(즉, 제거)

- 필요한 노치의 수 : 3 개 (기본파, 5차 및 7차 고조파 제어: 3자유도)

$$\% \bar{V}_1 = |1 - 2\cos\alpha_1 + 2\cos\alpha_2 - 2\cos\alpha_3|$$

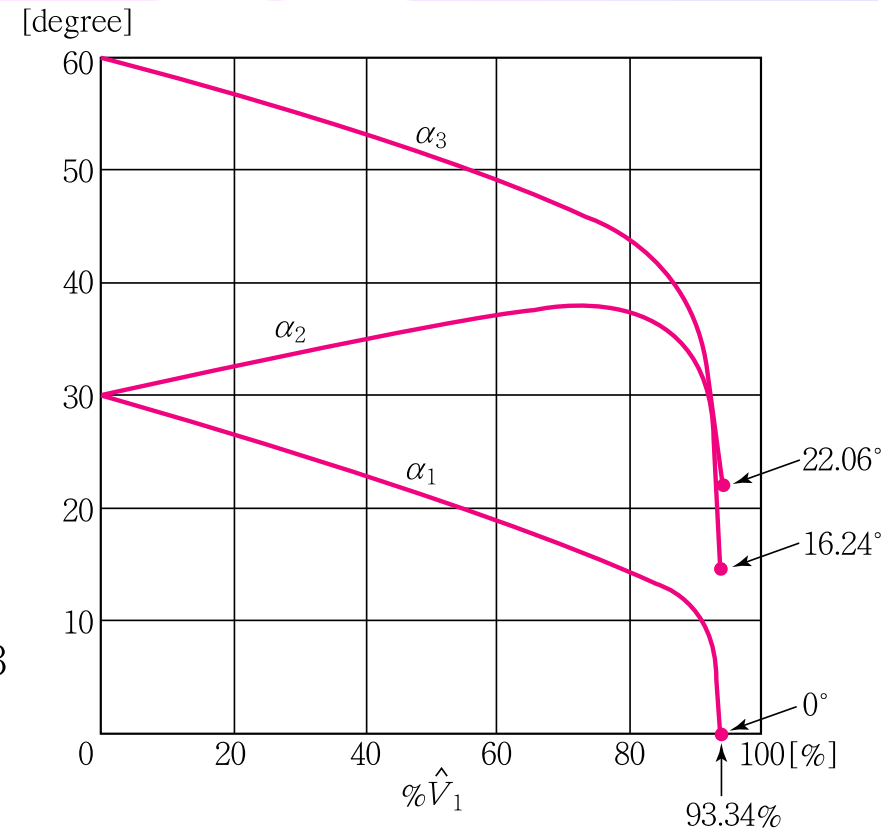
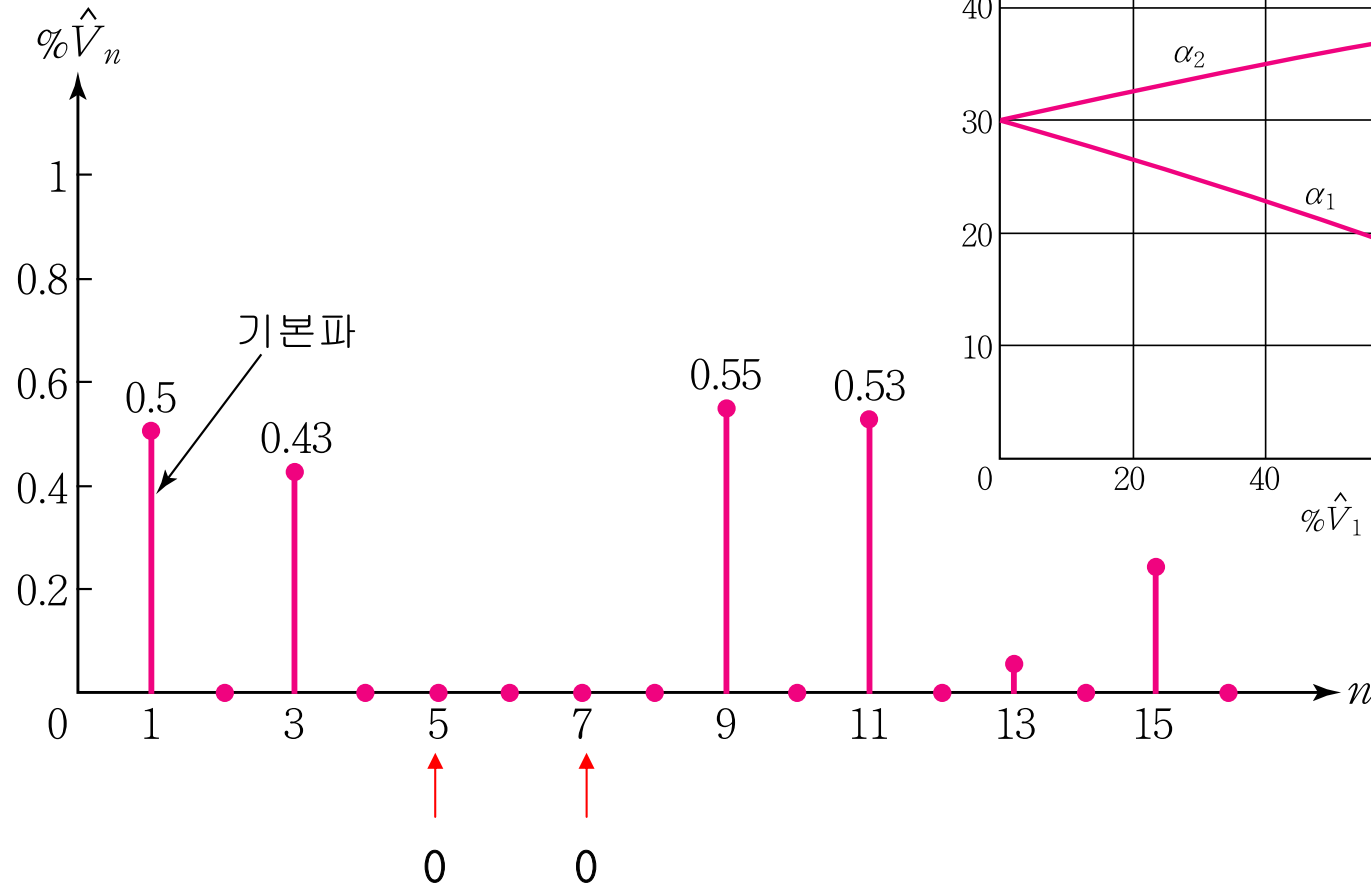
$$\% \bar{V}_5 = 0 = \frac{1}{5} |1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 - 2\cos 5\alpha_3|$$

$$\% \bar{V}_7 = 0 = \frac{1}{7} |1 - 2\cos 7\alpha_1 + 2\cos 7\alpha_2 - 2\cos 7\alpha_3|$$

⇒ $\% \bar{V}_1$ 을 0부터 1까지 변화 시키면서 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ 를 구함.

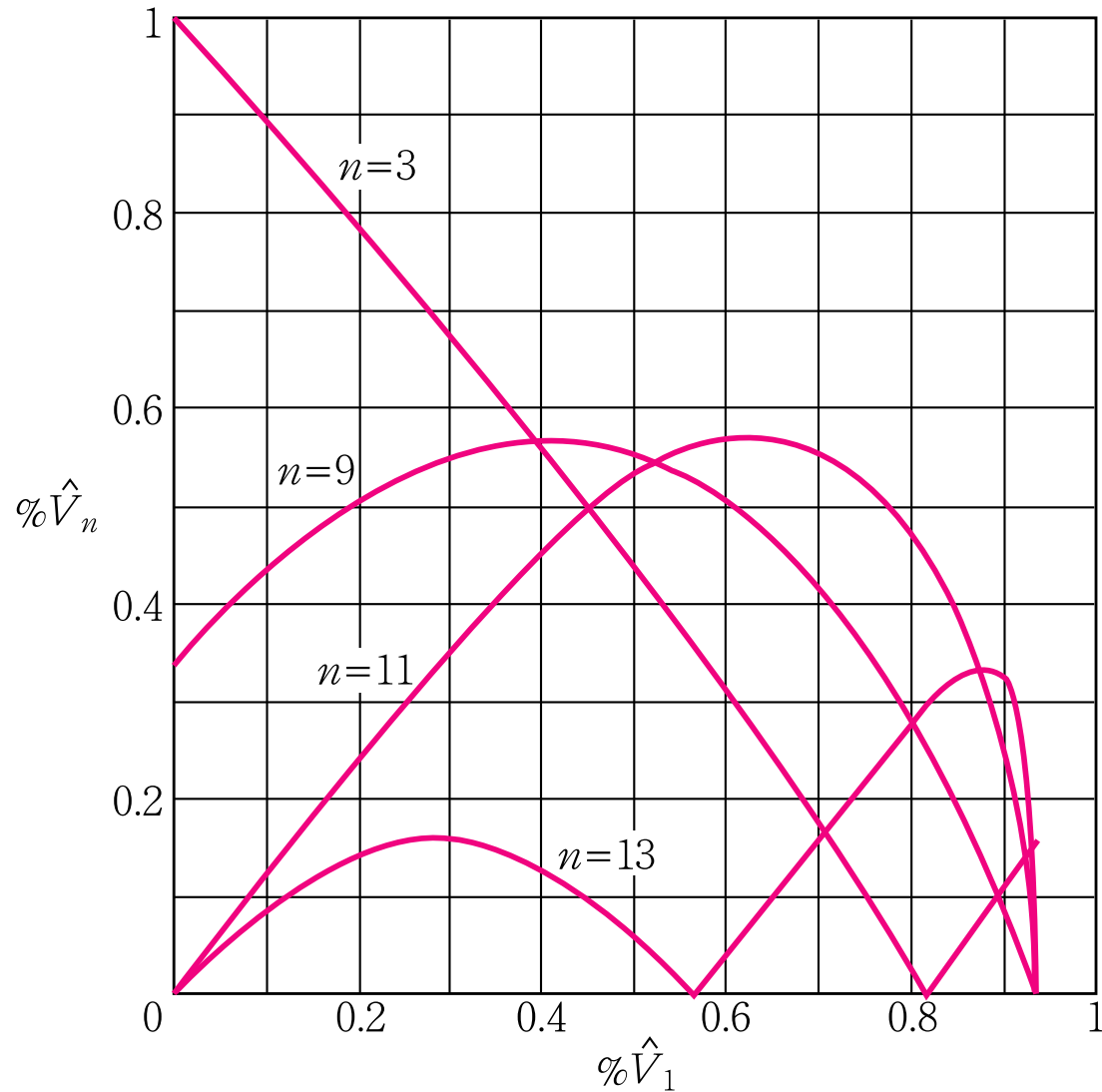
6.2.4 출력전압의 제어: 고조파 소거법

- $\% \hat{V}_1 = 50\%$ 일 때 고조파 성분의 크기



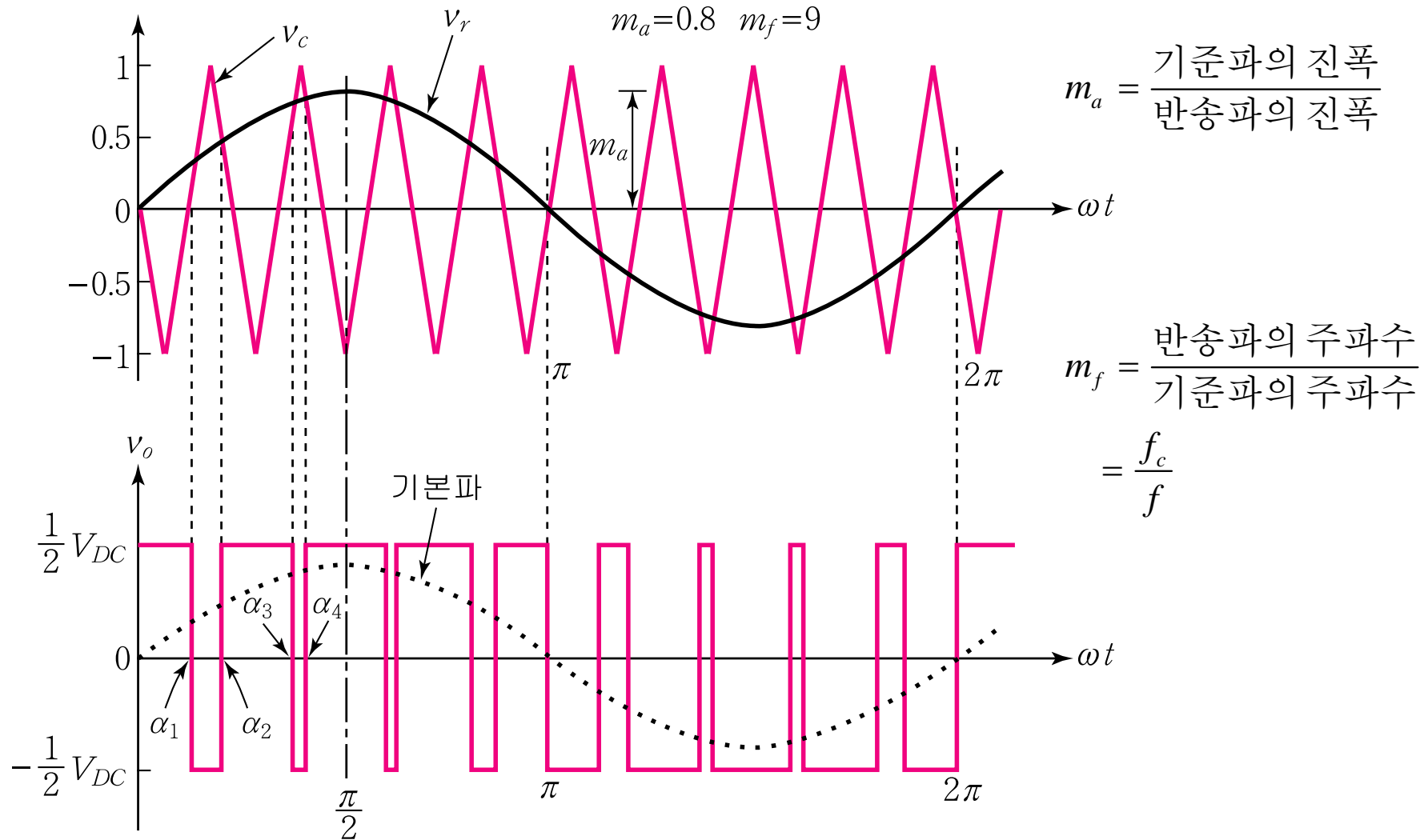
6.2.4 출력전압의 제어: 고조파 소거법

-. 제어되지 않은 고조파



6.2.4 출력전압의 제어: 정현파 PWM 제어

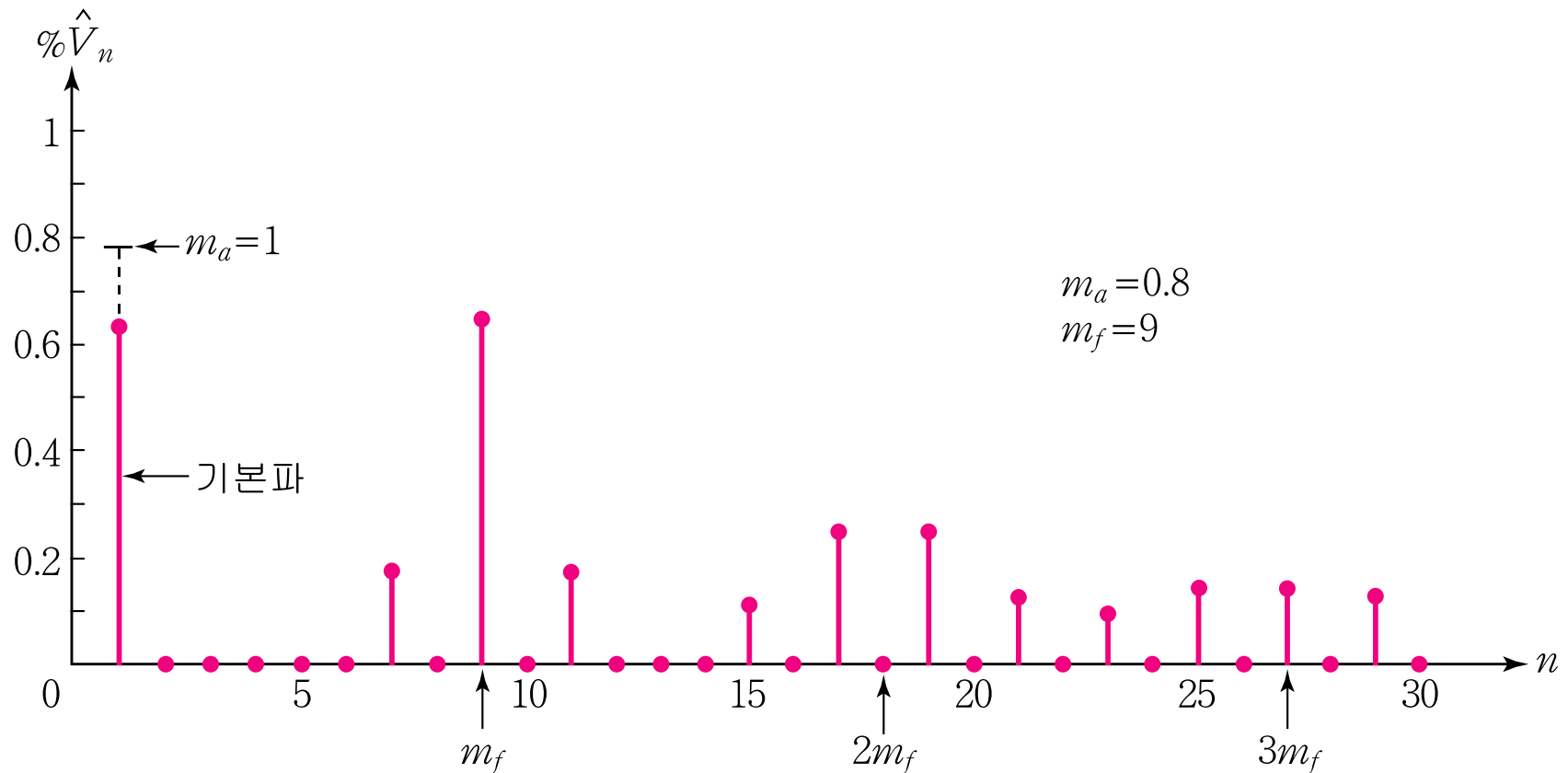
■ 동작원리



✓ 반송파의 한주기 동안 스위칭이 두 번 발생하므로 인버터의 스위칭 주파수는 반송파의 주파수와 같다.

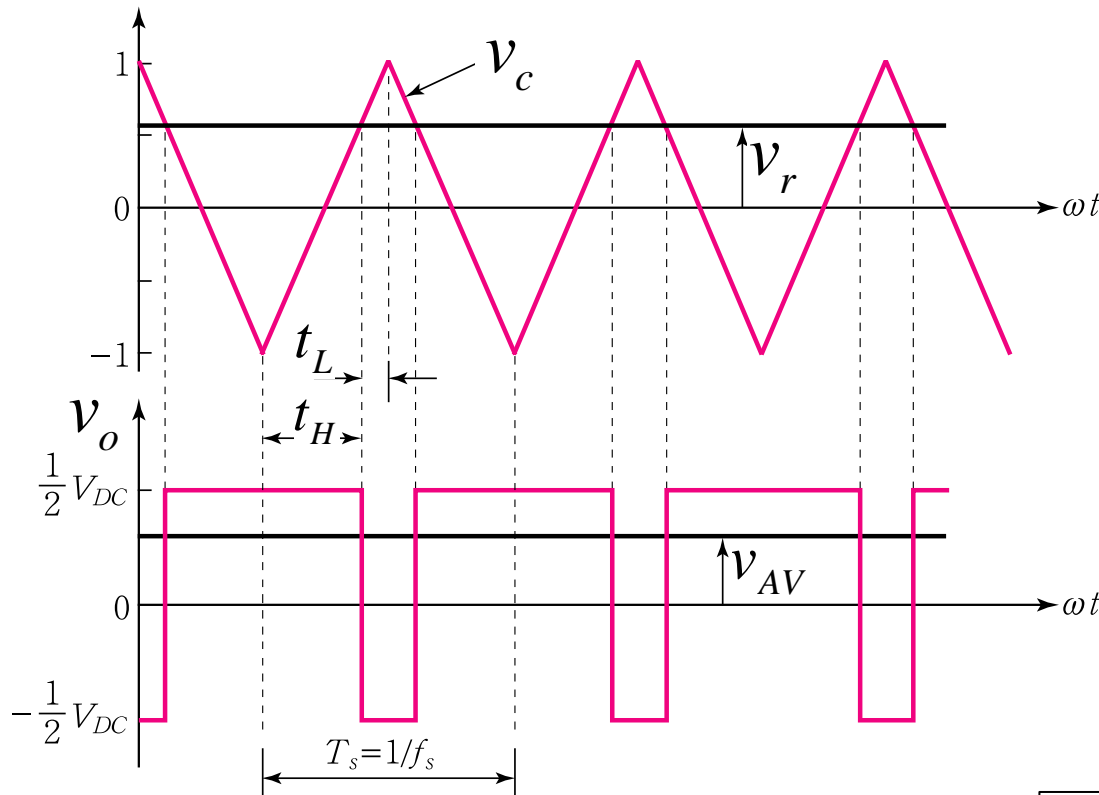
6.2.4 출력전압의 제어: 정현파 PWM 제어

- 제어 특성 : 기본파의 크기 – 제어가능
기본파의 주파수 – 제어가능
고조파의 크기 – 반송파 주파수를 증가시키면 효과 억제됨
- 고조파 성분 예



6.2.4 출력전압의 제어: 정현파 PWM 제어

- 스위칭 주기 T_s 동안 출력전압의 구간평균값 (기준파 v_r 이 일정할 때)



$$\begin{aligned}
 v_{AV} &= \langle v_o \rangle_{T_s} \\
 &= \frac{2t_H \times \left(\frac{V_{DC}}{2} \right) + 2t_L \times \left(-\frac{V_{DC}}{2} \right)}{T_s} \\
 &= \frac{V_{DC}}{T_s} (t_H - t_L)
 \end{aligned}$$

$$\frac{v_r + 1}{t_H} = \frac{1 - v_r}{t_L}$$

$$t_H + t_L = \frac{T_s}{2}$$

$$v_{AV} = \frac{V_{DC}}{2} \cdot v_r \quad (\text{단, } -1 \leq v_r \leq 1)$$

6.2.4 출력전압의 제어: 정현파 PWM 제어

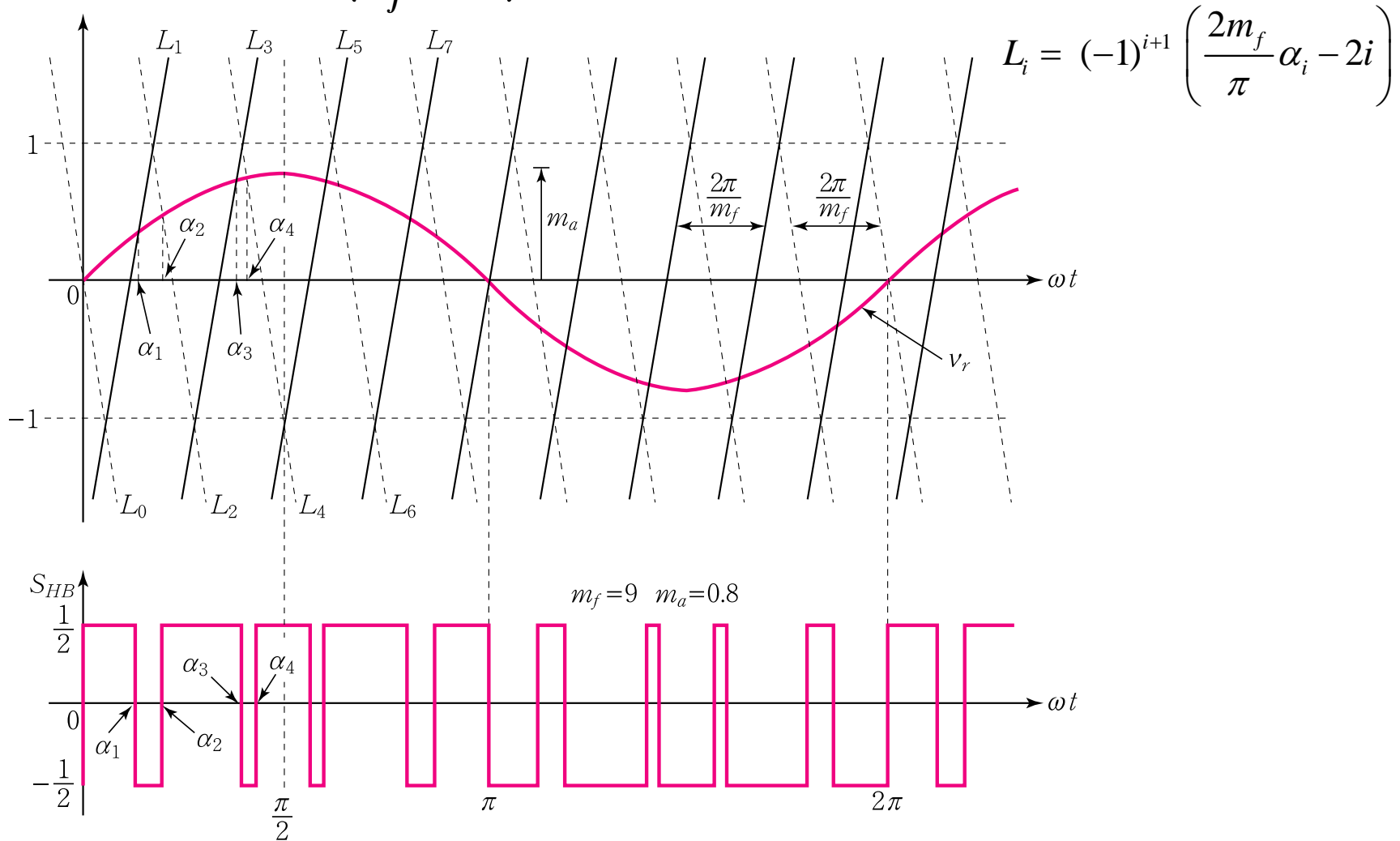
- 기준파 v_r 이 정현파일 때 출력전압의 기본파 성분

$$v_f = \frac{V_{DC}}{2} m_a \sin \omega t$$

- 기준파 (선형변조): $v_r = m_a \sin \omega t$ (단, $0 \leq m_a \leq 1$)
- 출력전압 기본파의 크기는 m_a 에 비례하고, 주파수는 기준파의 주파수와 같다.
- 선형변조시 출력전압 기본파의 최대치는 $m_a=1$ 일 때 $V_{DC}/2$ 이다.
- 정현파 PWM 제어로 얻을 수 있는 출력전압 기본파의 최대 크기는 구형파 제어되는 경우($= 2V_{DC} / \pi$)의 **78.5%** 에 불과하다.

6.2.4 출력전압의 제어: 정현파 PWM 제어

■ 고조파 분석($m_f = \text{odd}$) :



✓ m_f 가 홀수인 경우, 출력전압의 파형은 1/4대칭이 되며 짝수 차수의 고조파를 포함하지 않는다.

6.2.4 출력전압의 제어: 정현파 PWM 제어

■ 스위칭각 α_i 의 결정

• 초월 방정식 : $m_a \sin \alpha_i = (-1)^{i+1} \left(\frac{2m_f}{\pi} \alpha_i - 2i \right) \quad 1 \leq i \leq \frac{m_f - 1}{2}$

• 해의 범위 : $\frac{\pi}{2m_f} \leq \alpha_1 \leq \frac{3\pi}{2m_f} \leq \alpha_2 \leq \frac{5\pi}{2m_f} \leq \alpha_3 \leq \frac{7\pi}{2m_f} \leq \dots$

■ 출력전압 :

$$v_o = S_{HB} V_{DC} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_{DC}}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^k (-1)^i \cos n\alpha_i \right] \sin(n\omega t), \quad k = \frac{m_f - 1}{2}$$

$$\bar{V}_n = \frac{2V_{DC}}{n\pi} \left| 1 + 2 \sum_{i=1}^k (-1)^i \cos(n\alpha_i) \right|$$

$$\% \bar{V}_n = \frac{\bar{V}_n}{2V_{DC} / \pi} = \frac{1}{n} \left| 1 + 2 \sum_{i=1}^k (-1)^i \cos(n\alpha_i) \right|$$

6.2.4 출력전압의 제어: 정현파 PWM 제어

- 정현파 PWM 제어 고조파 해석 예 : $m_a = 0.8$, $m_f = 9$

$$\begin{aligned}
 0.8 \sin \alpha_1 &= \frac{18}{\pi} \alpha_1 - 2 & (\text{단, } \frac{\pi}{18} \leq \alpha_1 \leq \frac{3\pi}{18}) & \alpha_1 = 0.4039 \\
 0.8 \sin \alpha_2 &= -\frac{18}{\pi} \alpha_2 + 4 & (\text{단, } \frac{3\pi}{18} \leq \alpha_2 \leq \frac{5\pi}{18}) & \alpha_2 = 0.6173 \\
 0.8 \sin \alpha_3 &= \frac{18}{\pi} \alpha_3 - 6 & (\text{단, } \frac{5\pi}{18} \leq \alpha_3 \leq \frac{7\pi}{18}) & \alpha_3 = 1.1761 \\
 0.8 \sin \alpha_4 &= -\frac{18}{\pi} \alpha_4 + 8 & (\text{단, } \frac{7\pi}{18} \leq \alpha_4 \leq \frac{9\pi}{18}) & \alpha_4 = 1.2632
 \end{aligned}
 \rightarrow$$

- 정규화 n 차 고조파의 크기 :

$$\begin{aligned}
 \% \bar{V}_n &= \frac{1}{n} \left| 1 + 2 \{ -\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) - \cos(n\alpha_3) + \cos(n\alpha_4) \} \right| \\
 &= \frac{1}{n} \left| 1 - 2 \cos(0.4039n) + 2 \cos(0.6173n) - 2 \cos(1.1761n) + 2 \cos(1.2632n) \right|
 \end{aligned}$$

6.2.4 출력전압의 제어: 정현파 PWM 제어

- 고조파 주파수 :

$$f_h = Mf_c \pm Nf$$

단, $M+N$ =홀수,

M, N =정수

$$f_h = M (m_f f) \pm Nf$$

$$= (Mm_f \pm N) f$$

↓

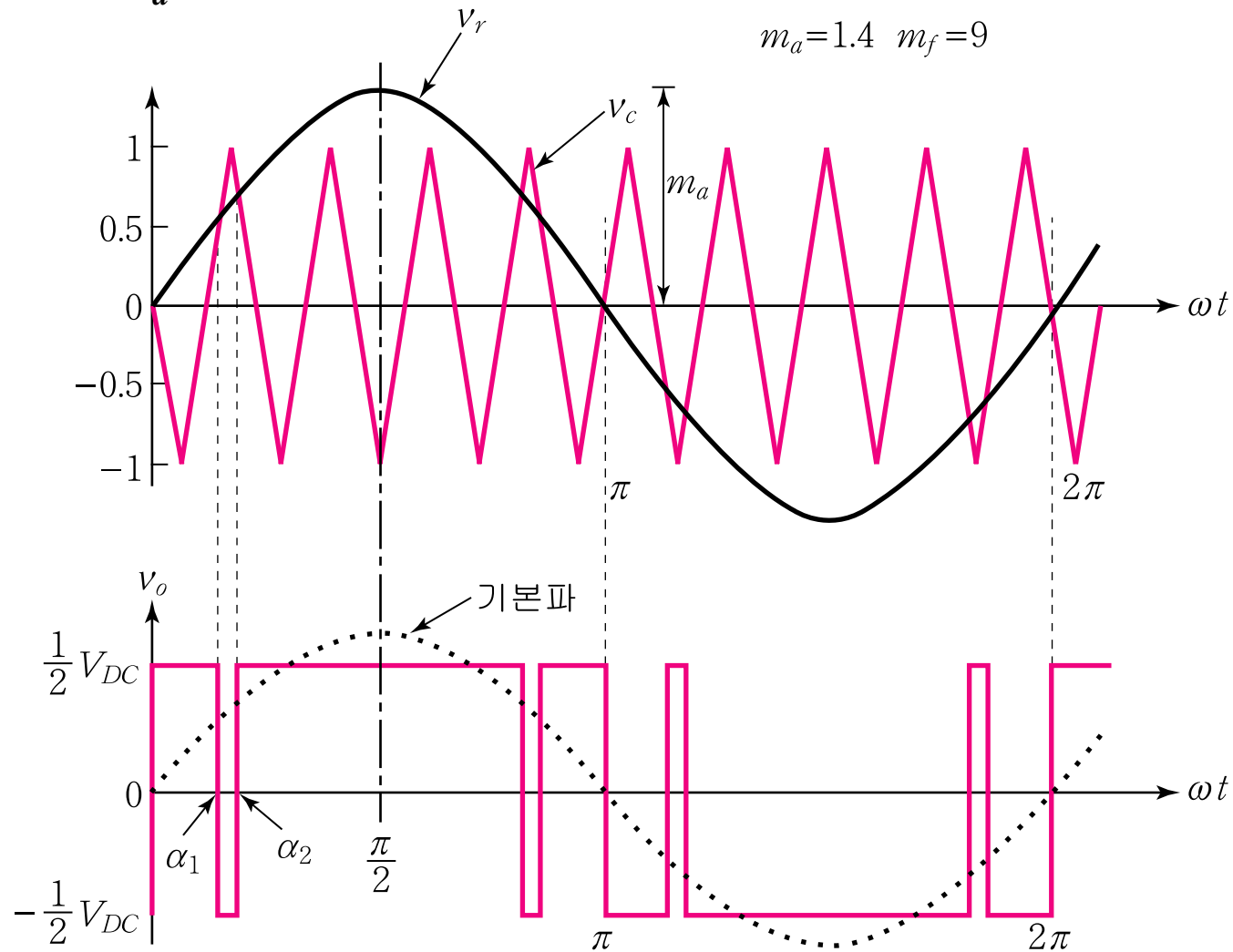
$$h = Mm_f \pm N$$

- 예 : $m_f=15$ 일 때 출력전압에 존재하는 고조파 성분의 주파수

M	고조파 성분
1	$15f$ $15f \pm 2f$ $15f \pm 4f$ $15f \pm 6f$...
2	$30f \pm f$ $30f \pm 3f$ $30f \pm 5f$...
3	$45f$ $45f \pm 2f$ $45f \pm 4f$ $45f \pm 6f$...

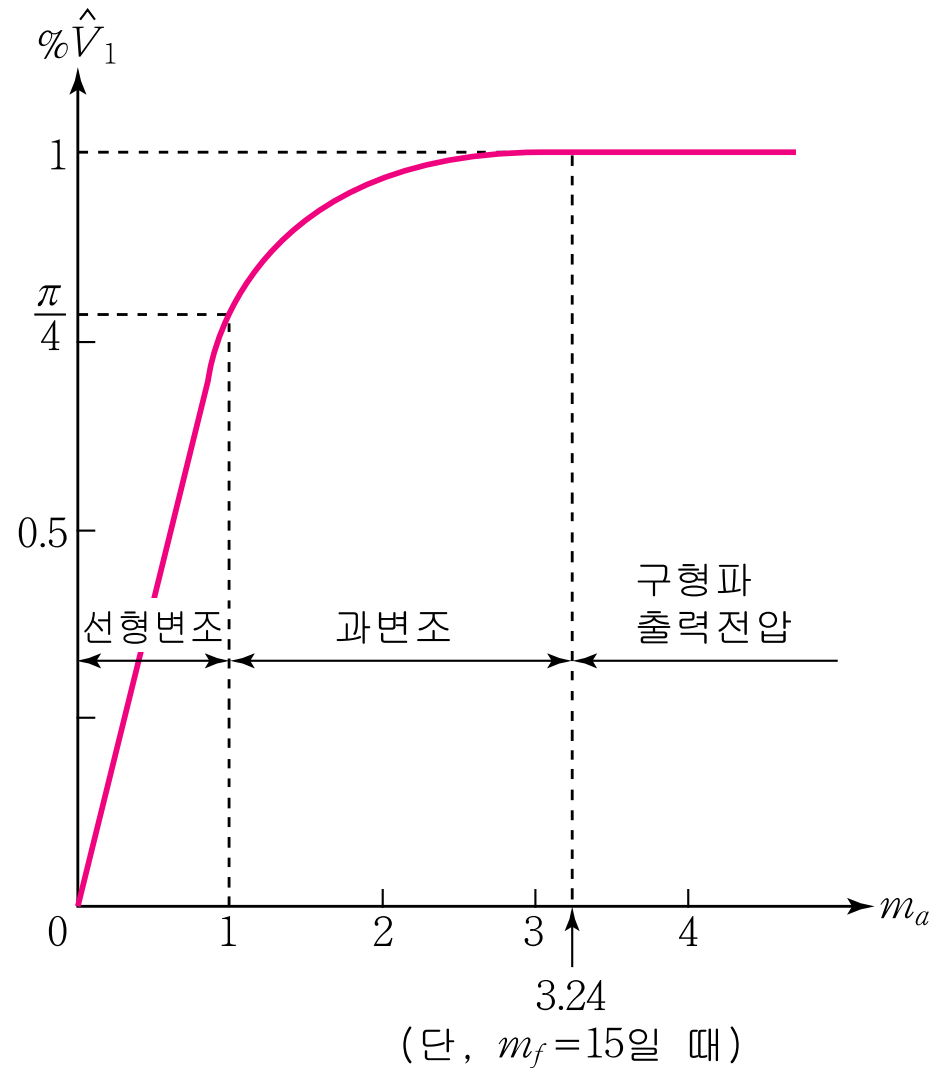
6.2.4 출력전압의 제어: 정현파 PWM 제어

- 과변조 ($m_a > 1$) :

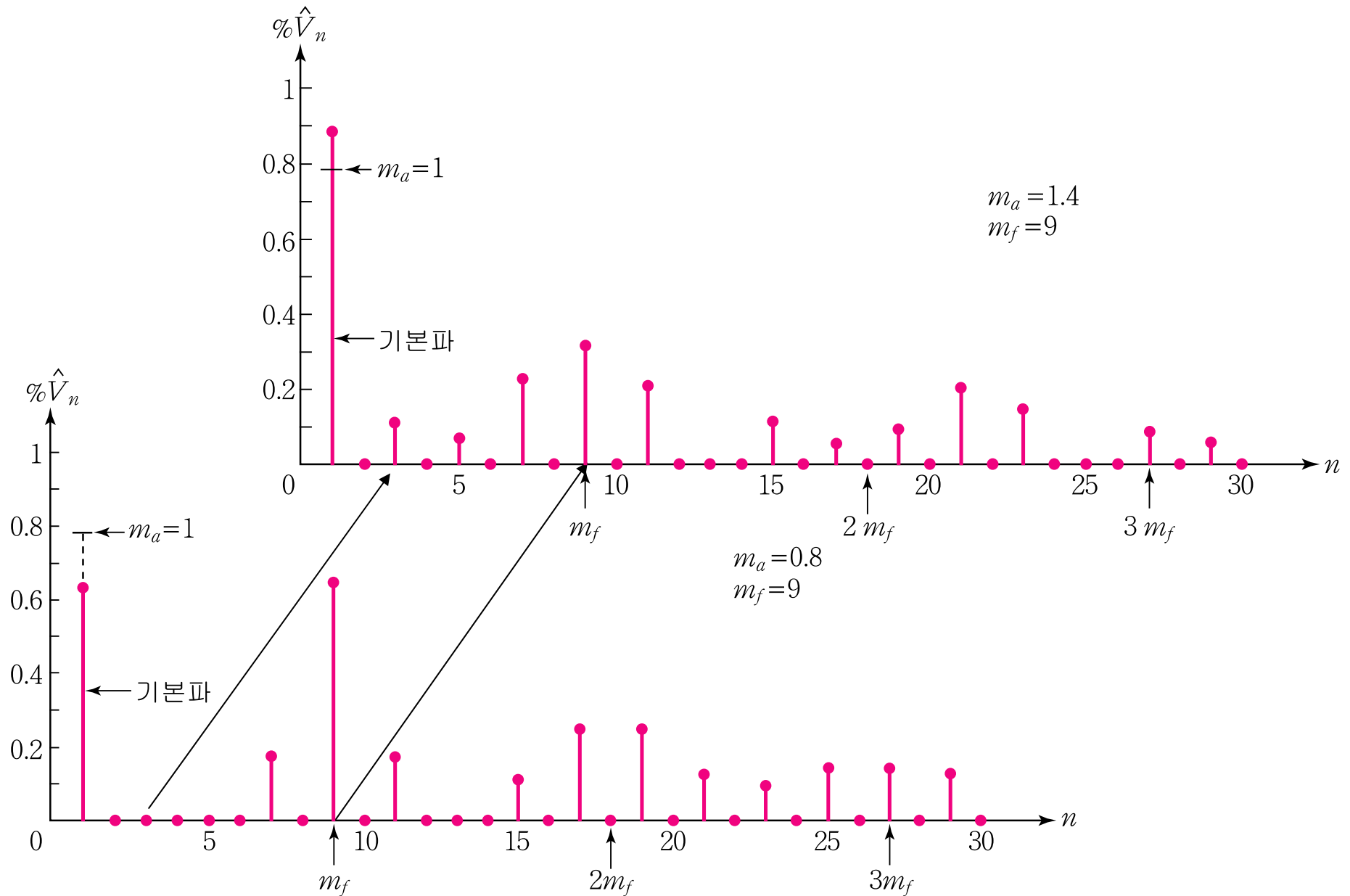


6.2.4 출력전압의 제어: 정현파 PWM 제어

- m_a 에 따른 기본파 성분의 크기

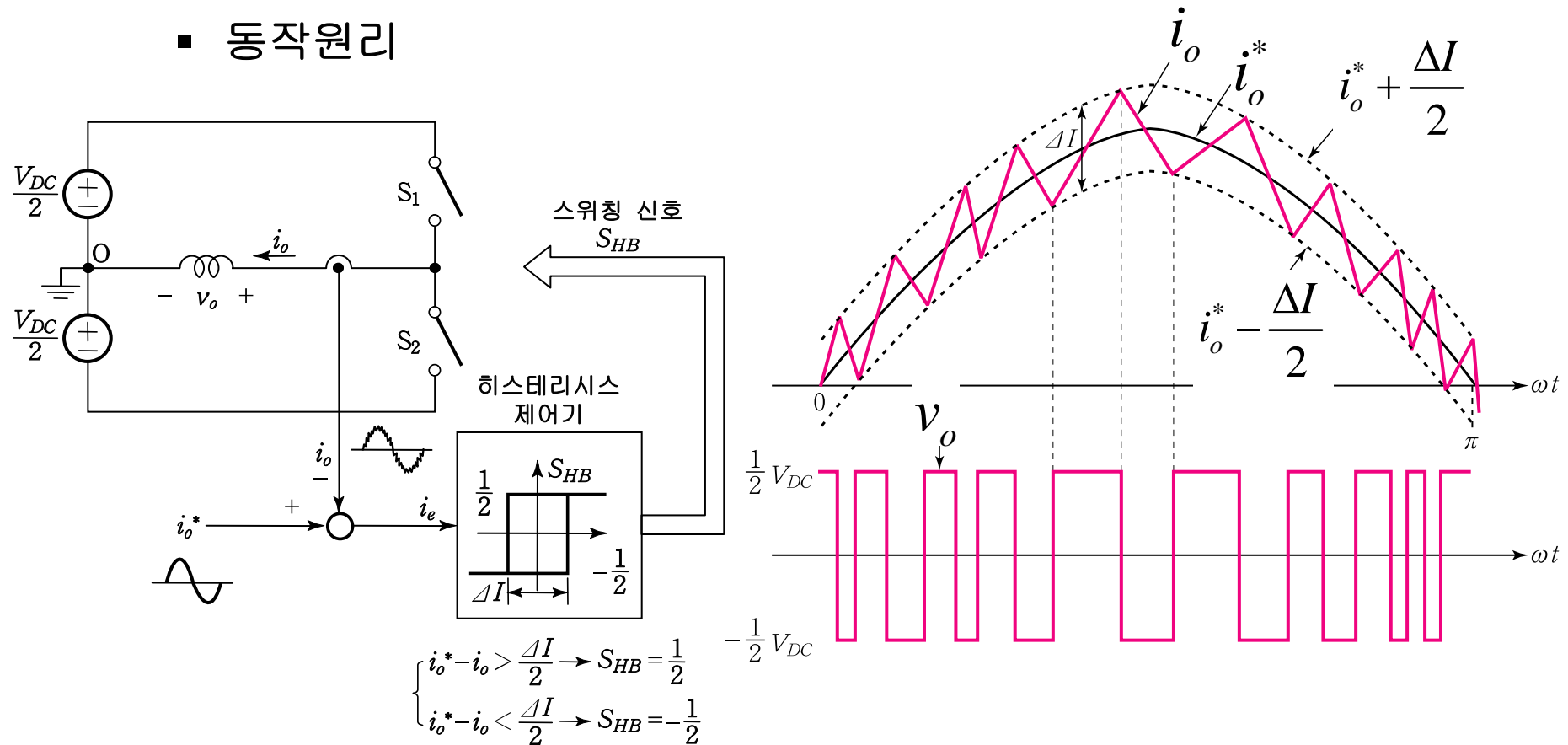


6.2.4 출력전압의 제어: 정현파 PWM 제어



6.2.5 출력전류의 제어

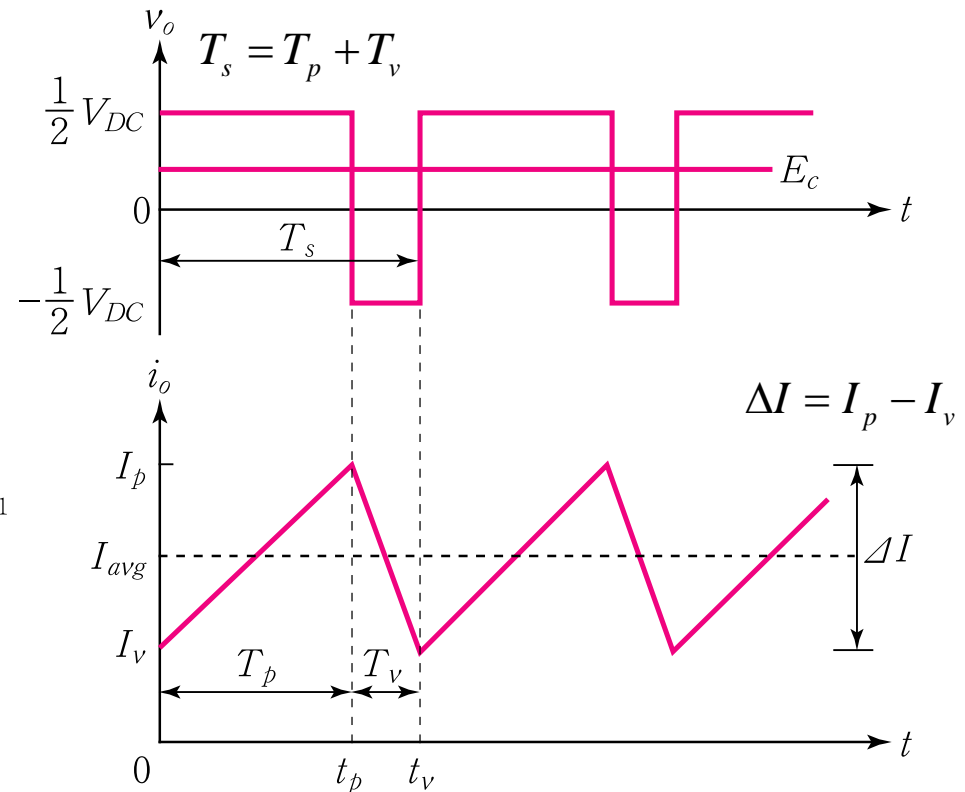
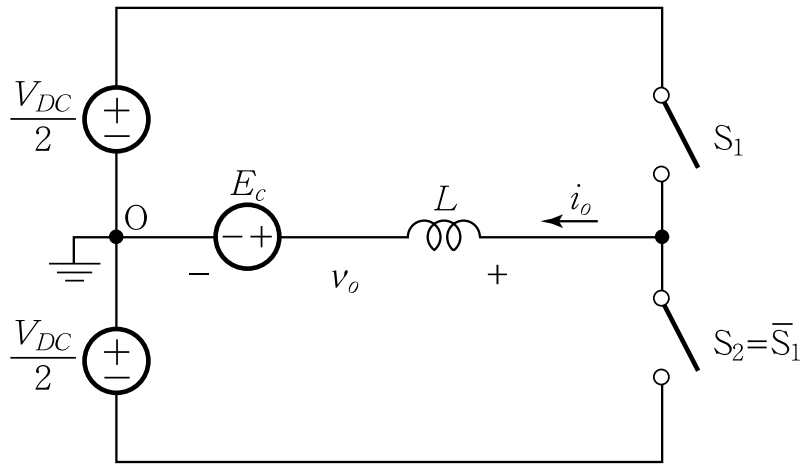
■ 동작원리



✓ CRPWM은 인버터의 출력전류를 기준전류에 추종하도록 제어하므로, 인버터의 출력은 전류원의 특성을 갖는다.

6.2.5 출력전류의 제어

■ T_p 와 T_v



$$\frac{di_o}{dt} = \frac{v_o - E_c}{L}$$

$$\begin{aligned} \frac{I_p - I_v}{T_p} &= \frac{\left(\frac{V_{DC}}{2}\right) - E_c}{L} \\ \frac{I_v - I_p}{T_v} &= \frac{\left(-\frac{V_{DC}}{2}\right) - E_c}{L} \end{aligned} \Rightarrow \begin{aligned} T_p &= \frac{2L(I_p - I_v)}{V_{DC} - 2E_c} \\ T_v &= \frac{2L(I_p - I_v)}{V_{DC} + 2E_c} \end{aligned}$$

6.2.5 출력전류의 제어

■ 스위칭 주파수:
$$f_s = \frac{V_{DC}^2 - (2E_c)^2}{4V_{DC}L\Delta I} = f_{s(\max)} \left[1 - \left(\frac{2E_c}{V_{DC}} \right)^2 \right]$$

$$f_{s(\max)} = \frac{V_{DC}}{4L\Delta I}$$

■ CRPWM이 동작하기 위한 조건: $|E_c| < \frac{V_{DC}}{2}$

- CRPWM 제어시 인버터의 스위칭 주파수는 히스테리시스 밴드폭과 부하 인덕턴스에 각각 반비례하여 증가한다
- 역기전력 E_c 의 절대적인 크기가 $V_{DC}/2$ 와 같게 되면 스위칭 주파수는 0 이 되어 더 이상 출력전류를 제어할 수 없게 된다..

6.2.5 출력전류의 제어

■ 정현파 역기전력과 스위칭 주파수

- 정현파 역기전력 : $E_c = E_m \sin \omega t$

- 스위칭 주파수 :

$$f_s = f_{s(\max)} \left[1 - \left(\frac{2E_m \sin \omega t}{V_{DC}} \right)^2 \right] = f_{s(\max)} [1 - 2k^2 + 2k^2 \cos(2\omega t)]$$

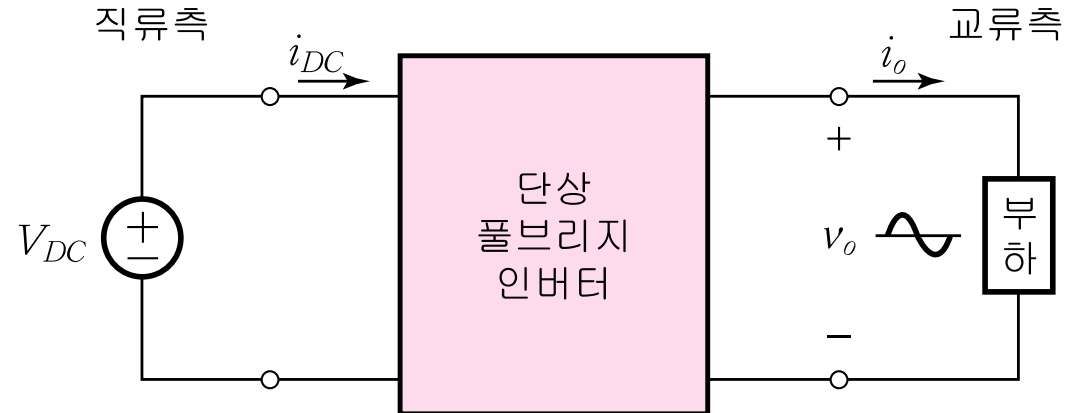
여기서, $k \equiv \frac{E_m}{V_{DC}}$

- 한 사이클당 평균 스위칭 주파수 : 역기전력의 크기 E_m 이 증가할수록 감소한다.

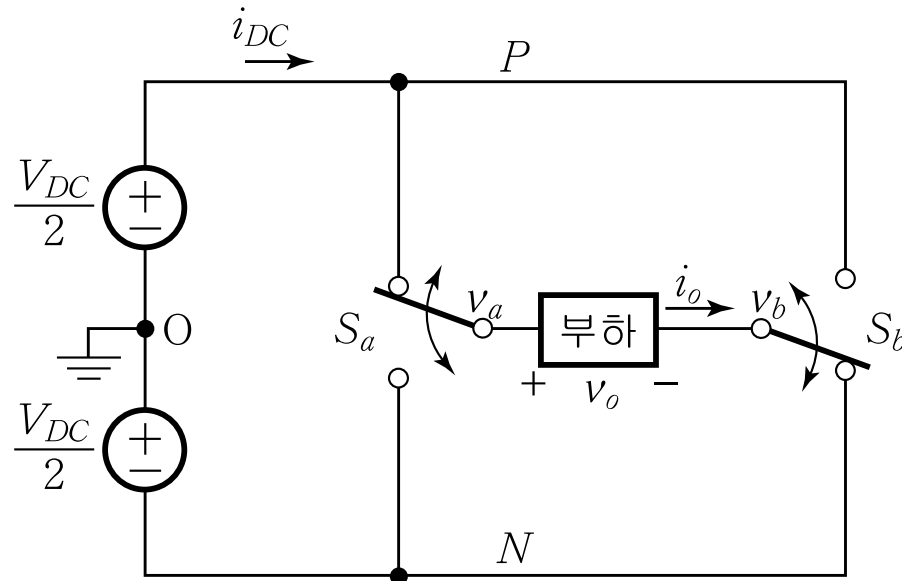
$$f_{s(\text{avg})} = f_{s(\max)} (1 - 2k^2)$$

6.3 단상 풀브리지 인버터

■ 기능 :



■ 동작원리 :

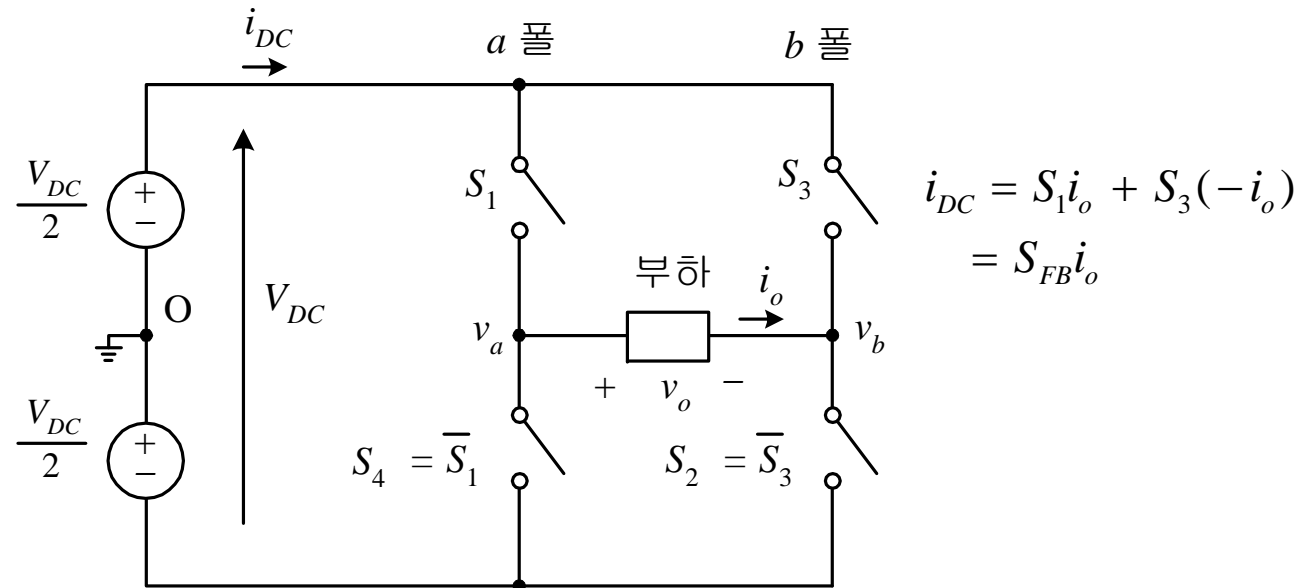


S_a	S_b	v_o
P	N	V_{DC}
N	P	$-V_{DC}$
P	P	0
N	N	0

$$v_o = v_a - v_b$$

6.3.2 입출력 특성

■ 입력전류 :



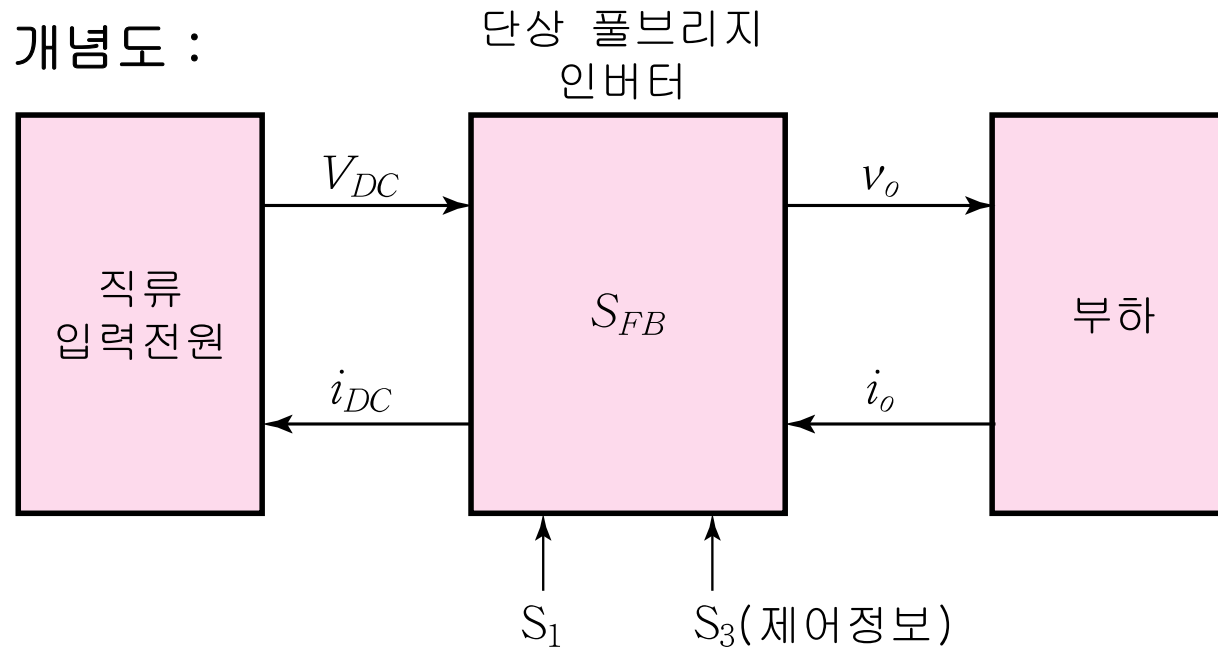
■ 평균 입력전류 :

$$p_i = V_{DC} i_{DC} = v_o i_o = p_o$$

$$I_{DC} = \langle i_{DC} \rangle = \frac{\langle p_o \rangle}{V_{DC}}$$

6.3.2 입출력 특성

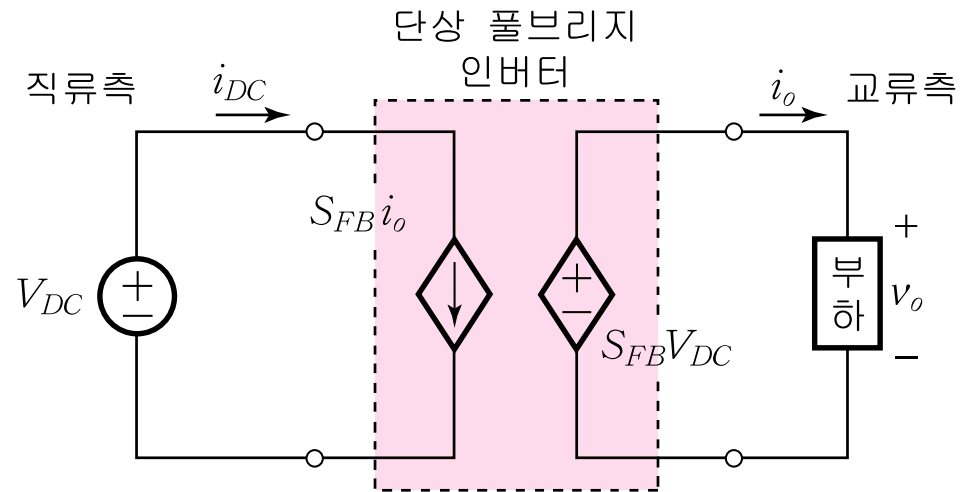
■ 동작 개념도 :



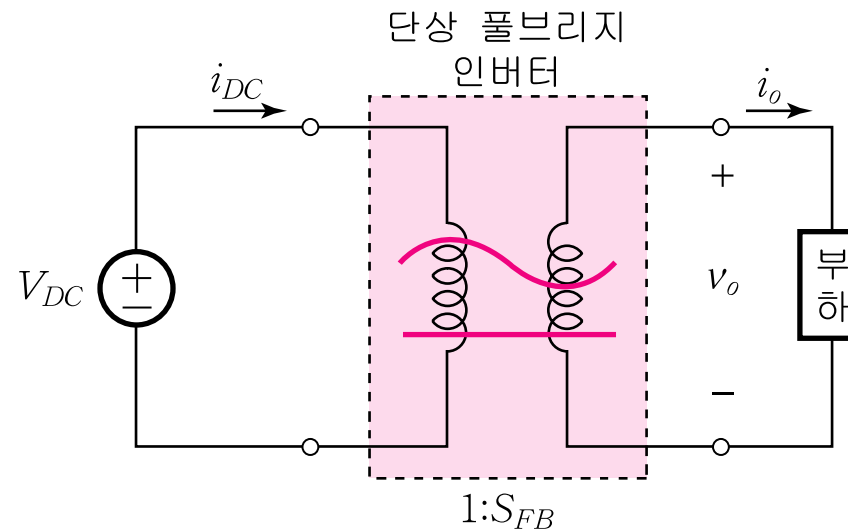
- 스위칭 함수 S_{FB} 는 인버터의 동작을 수학적으로 완전히 기술한다.
- S_{FB} 는 존재함수 S_1, S_3 에 따라 정해진다.
- 인버터의 출력전압 v_o 는 입력전압 V_{DC} 와 스위칭 함수 S_{FB} 에 의하여 정해진다.
- 부하전류 i_o 는 인버터 출력전압과 부하의 특성에 따라 정해진다.
- 인버터의 입력전류 i_{DC} 는 부하전류 i_o 와 스위칭 함수 S_{FB} 에 의하여 정해진다.

6.3.2 입출력 특성

■ 매크로 모델 :



■ 변압기 모델 :

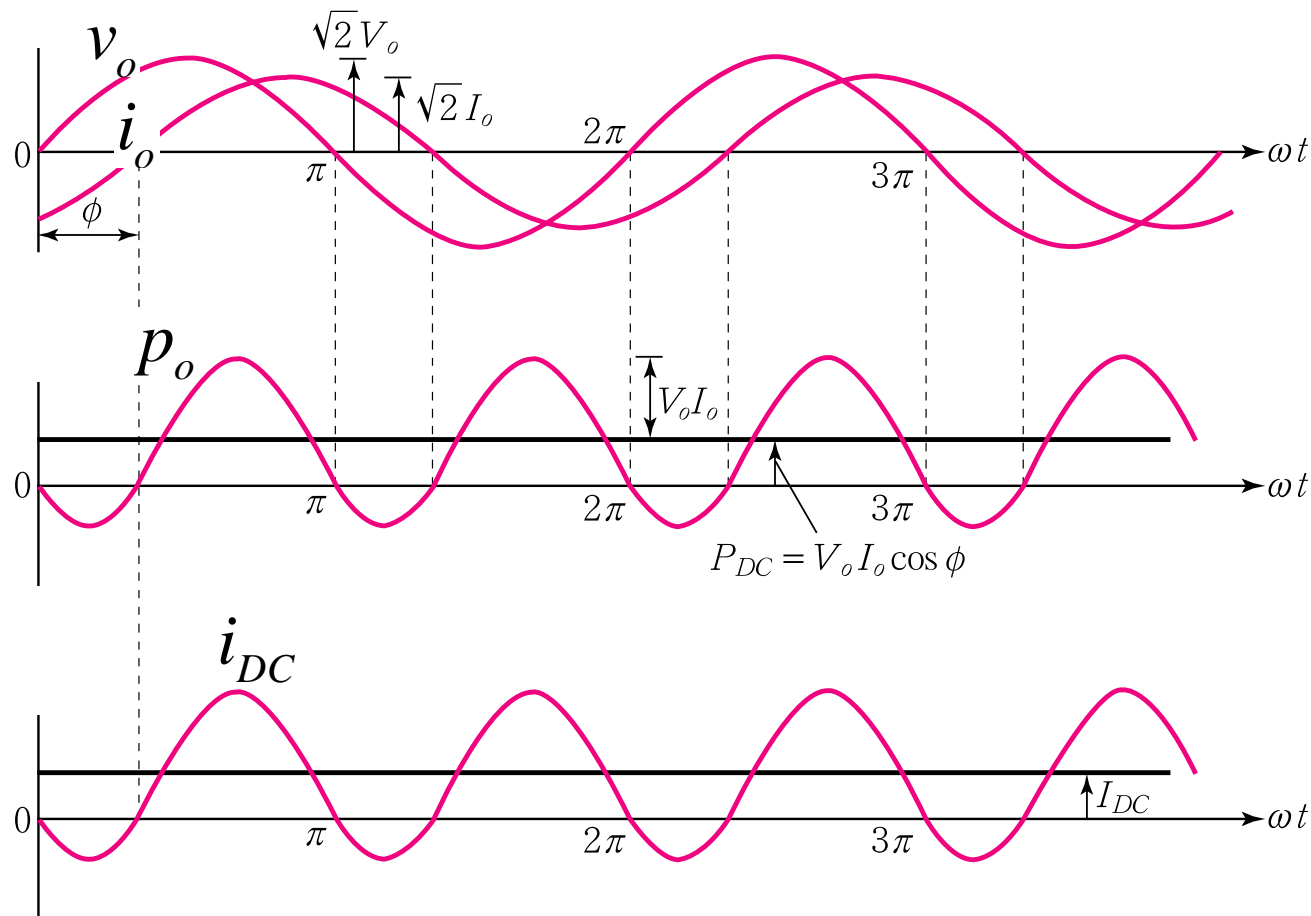


✓ 단상 풀브리지 인버터는 권선비가 1:1, 1:0, 1:-1의 세가지 값으로 가변되는 변압기로 모델링된다.

6.3.2 입출력 특성

- 이상적인 단상 풀브리지 인버터의 특성

$$v_o = \sqrt{2} V_o \sin \omega t \quad i_o = \sqrt{2} I_o \sin(\omega t - \phi)$$



$$p_o = v_o i_o = P_o - p_{ac}$$

$$P_o = V_o I_o \cos \phi$$

$$p_{ac} = -V_o I_o \cos(2\omega t - \phi)$$

$$i_{DC} = \frac{P_o}{V_{DC}} = I_{DC} + i_{ac}$$

$$I_{DC} = \frac{V_o I_o}{V_{DC}} \cos \phi$$

$$i_{ac} = -\frac{V_o I_o}{V_{DC}} \cos(2\omega t - \phi)$$

$$I_{ac} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_o I_o}{V_{DC}}$$

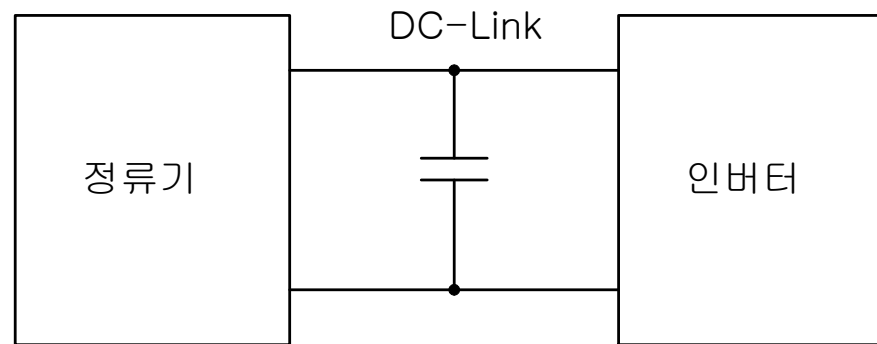
- 리플률 :

$$RF = \frac{I_{ac}}{I_{DC}} = \frac{1}{\sqrt{2} \cos \phi}$$

6.3.2 입출력 특성

■ DC-Link 리플의 원인 :

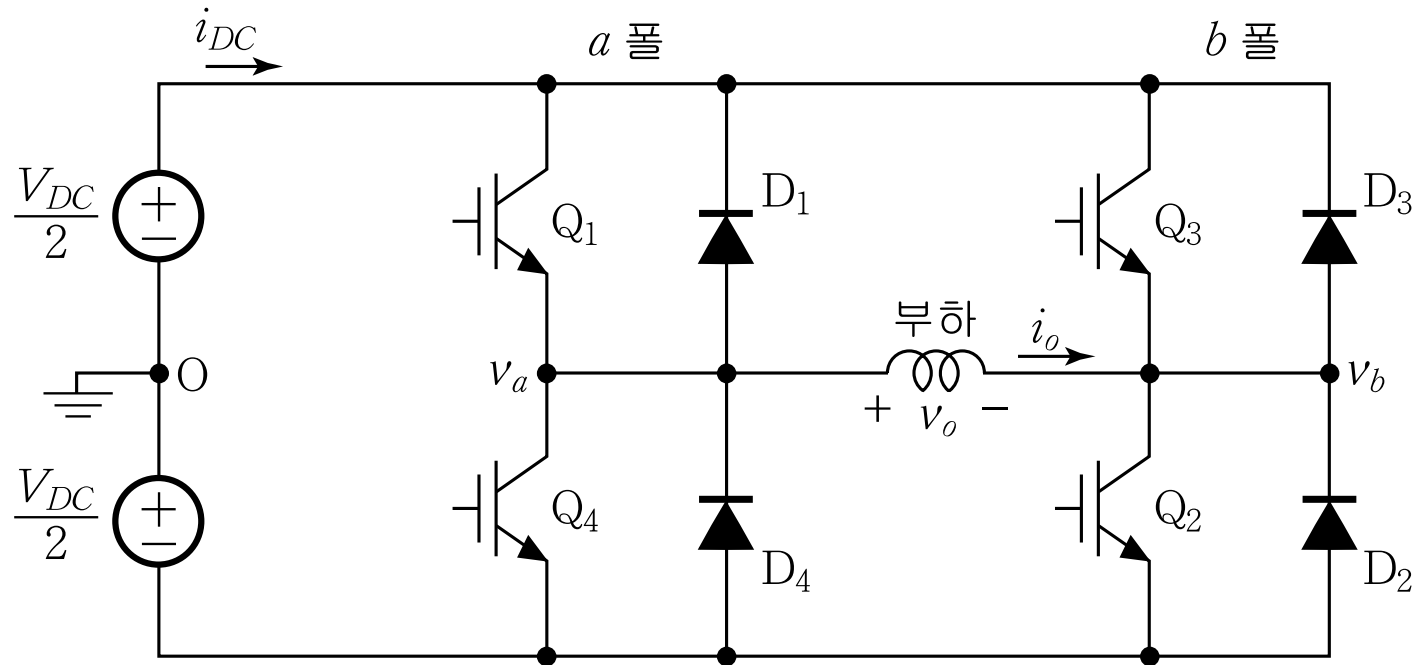
- 정류기의 동작에 의한 것으로, 교류 전원전압을 정류하여 순수한 직류 전압을 얻는데 한계가 있다.
- 인버터의 동작에 의한 것으로, 인버터의 동작이 이상적인 것이라 하더라도 전류리플이 존재한다. 여기서, RF는 인버터에 연결된 부하의 역률에 무관하다.



✓ DC-링크 커패시터의 전류 리플에 대한 정격은 정류기와 인버터의 두가지 원인에 의한 리플성분을 모두 고려하여 정한다.

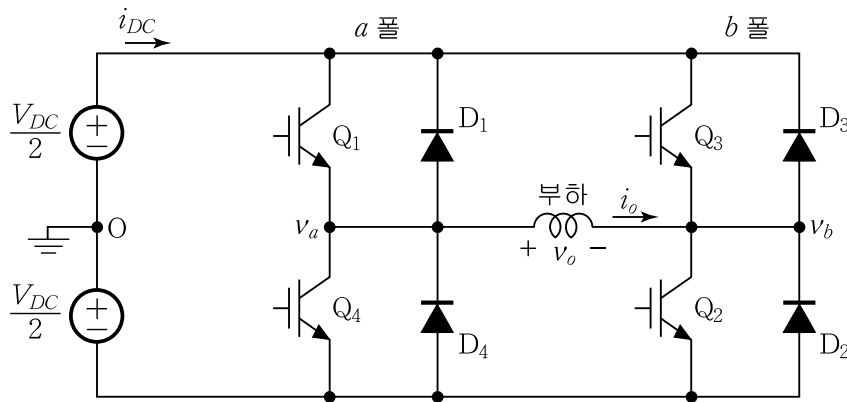
6.3.3 회로구성 및 동작

■ 단상 풀브리지 인버터의 회로구성

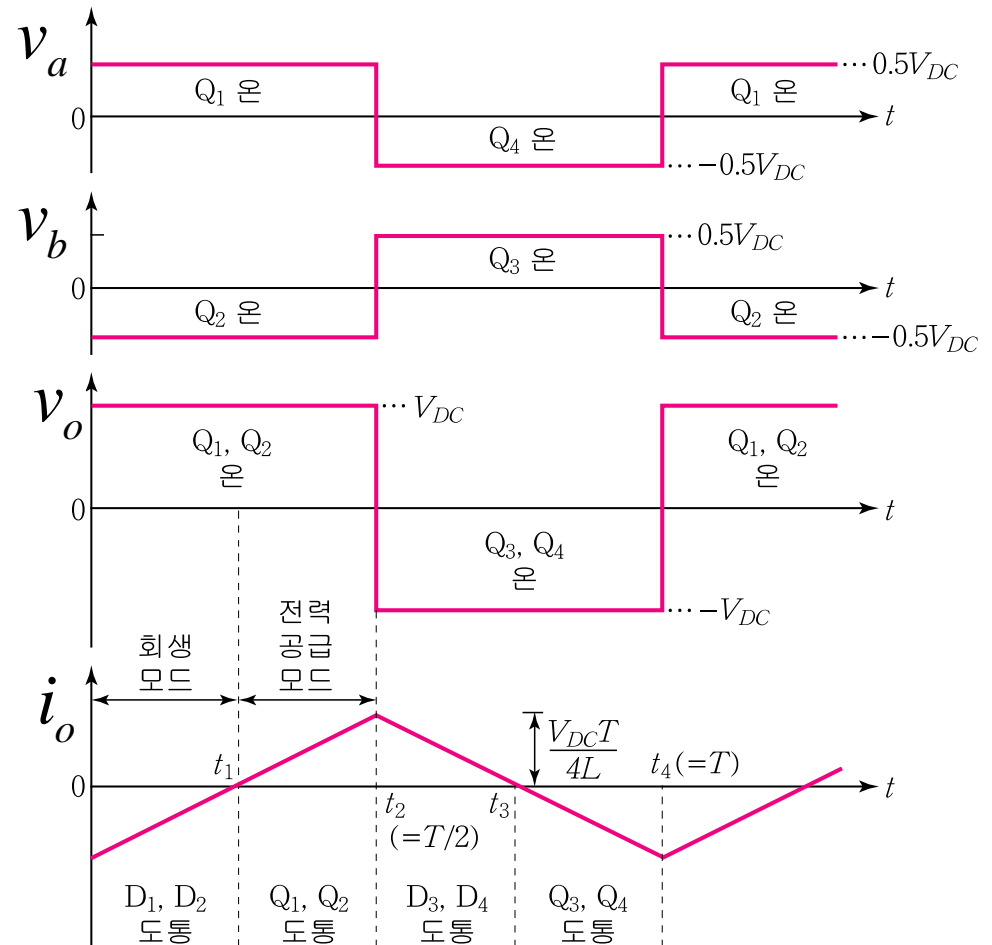


6.3.3 회로구성 및 동작

■ 동작모드: 구형파 출력전압

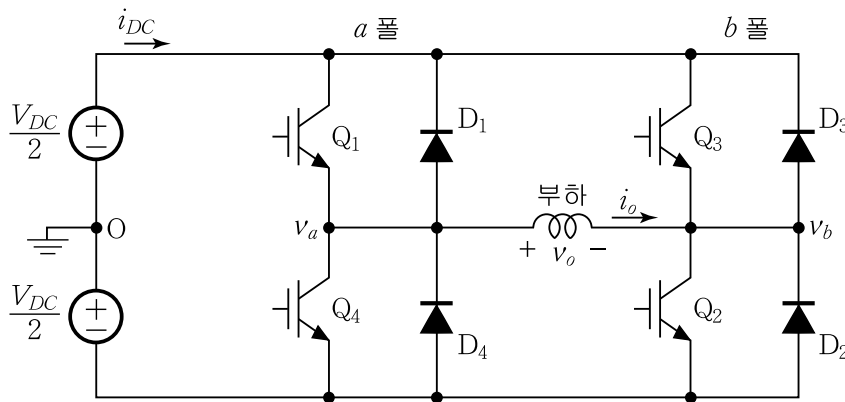


✓ IGBT가 도통하면 전력공급모드,
다이오드가 도통하면 회생모드가 된다.

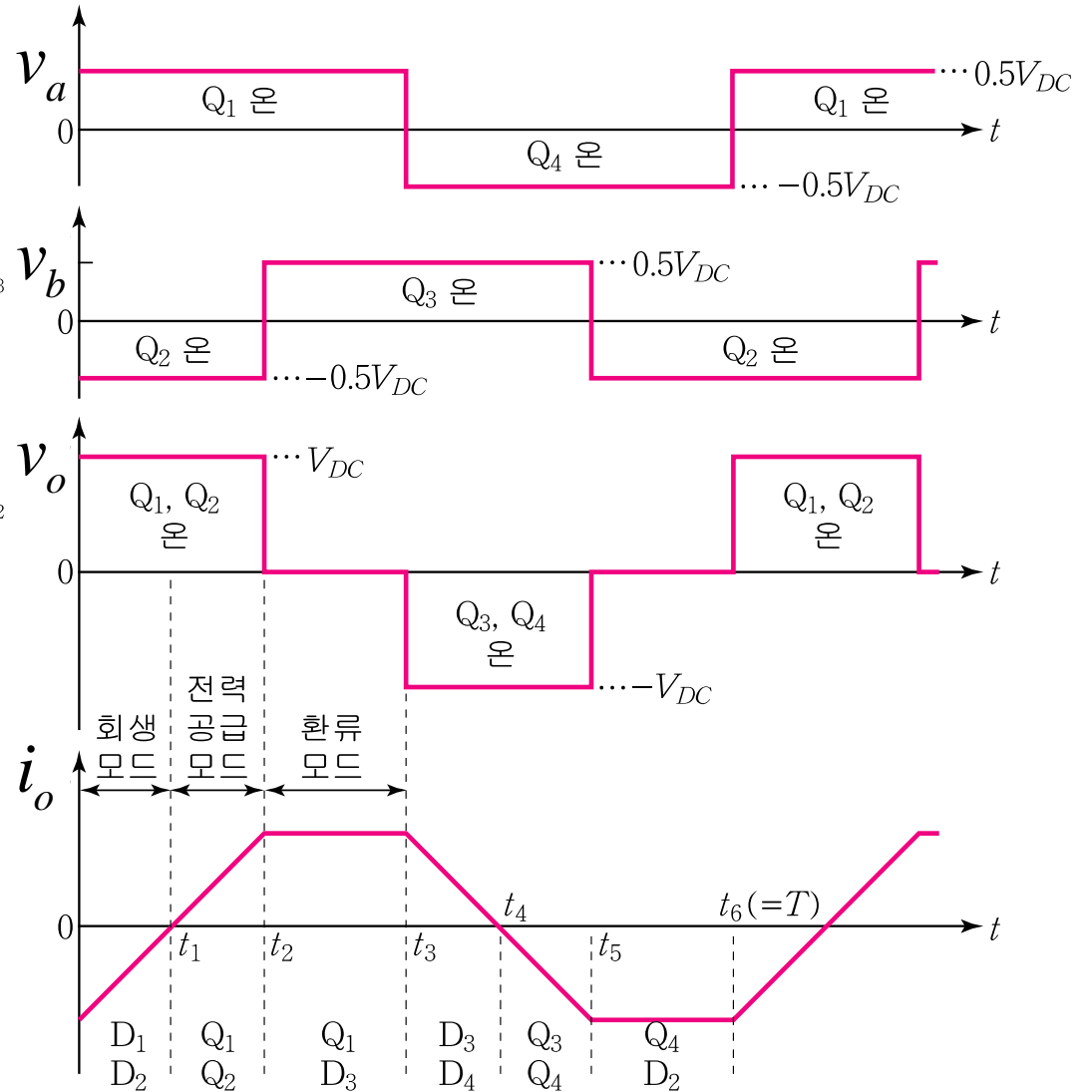


6.3.3 회로구성 및 동작

■ 동작모드: 준구형파 출력전압

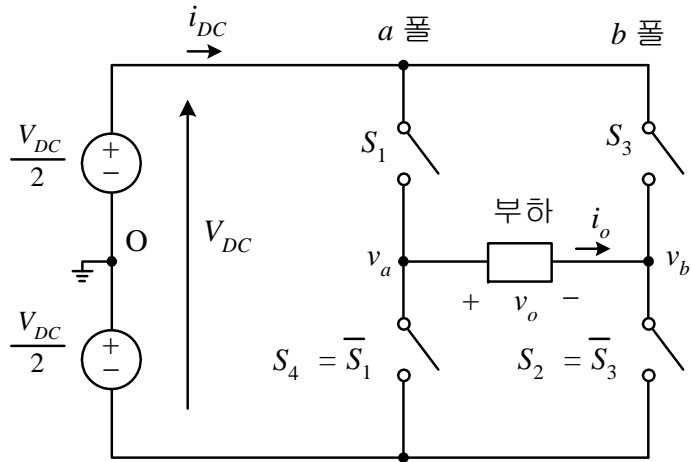


- ✓ IGBT가 도통하면 **전력공급모드**,
다이오드가 도통하면 **회생모드**.
IGBT와 다이오드가 도통하면
환류모드가 된다



6.3.4 출력전압의 제어: 구형파 제어

■ 구형파 제어



$$S_1 + S_3 = 1$$

$$S_{FB} = S_1 - S_3 = 2S_1 - 1$$

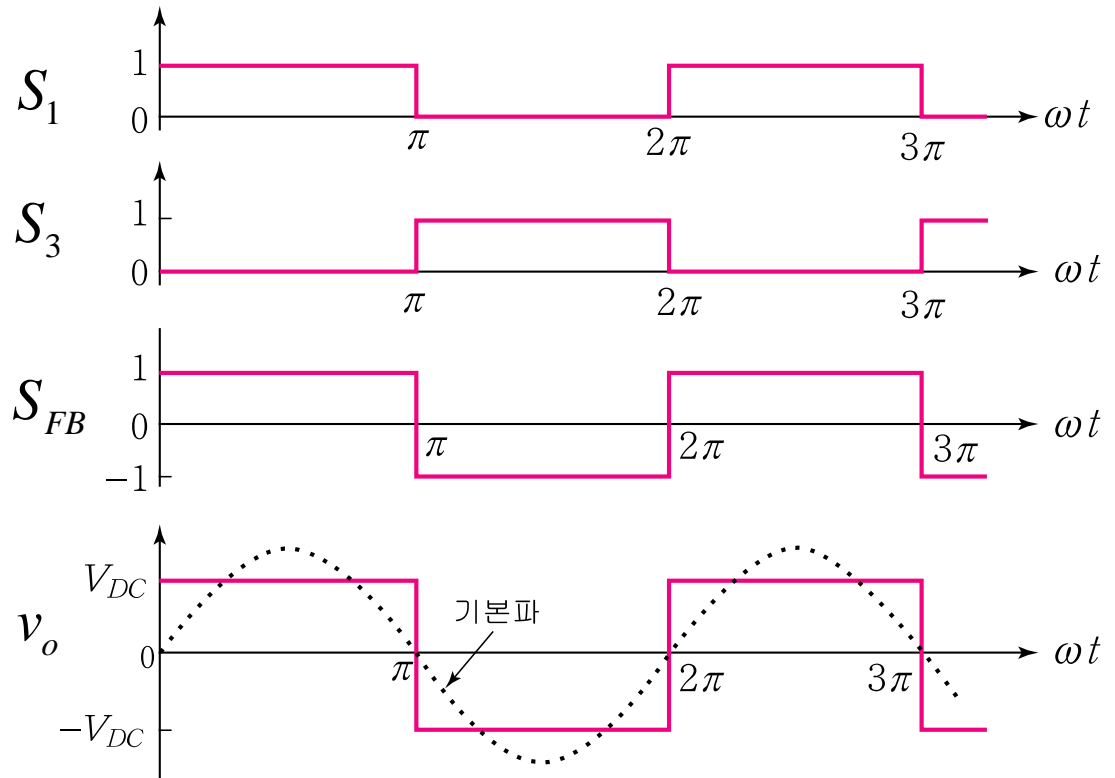
$$S_1(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\sin n \omega t}{n}$$

$$S_{FB} = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\sin n \omega t}{n}$$

$$v_o(t) = S_{FB} V_{DC} = \frac{4V_{DC}}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\sin n \omega t}{n}$$

- 제어특성: 기본파의 크기-제어불가
기본파의 주파수-제어가능
고조파 성분-제어불가

■ 기본 파형 :



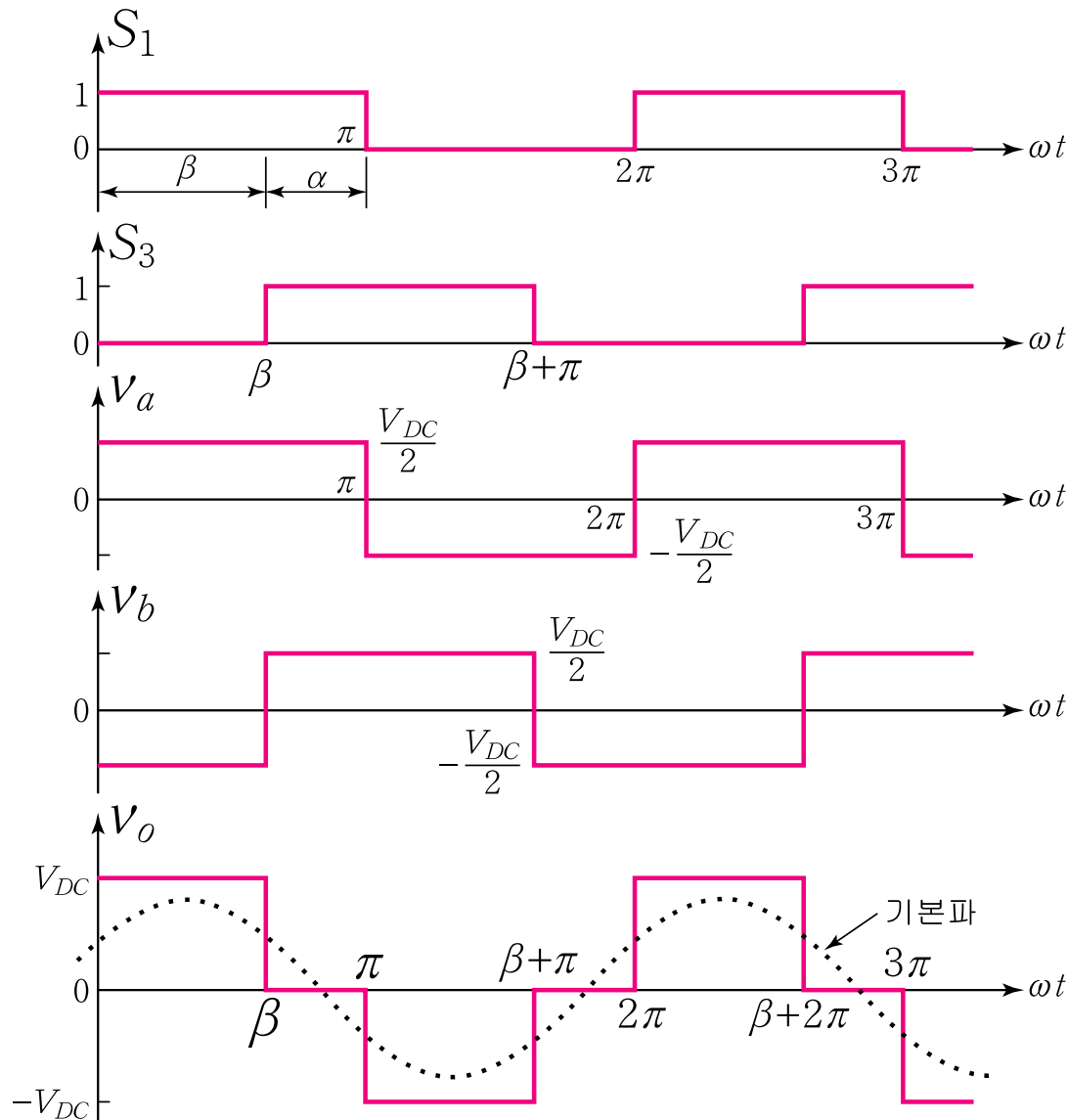
6.3.4 출력전압의 제어: 구형파 제어

- 기본파 실효값 : $V_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{4V_{DC}}{\pi}$

- 정리:

- (+) 단상 풀브리지 인버터를 구형파 제어하면, 제어회로가 간단하고 최대 출력 전압을 얻을 수 있다.
- (-) 단상 하프브리지 인버터와 비교하여 파형개선이 전혀 이루어 지지 않고, 기본파 성분의 크기를 제어할 수 없다.

6.3.4 출력전압의 제어: 준구형파 제어



■ 제어원리:

각 폴의 폴전압 \Rightarrow 구형파
 두 폴전압의 위상차 $\Rightarrow \beta$
 출력전압 \Rightarrow 준구형파

■ 제어특성:

기본파의 크기-제어가능
 기본파의 주파수-제어가능
 고조파 성분-제어불가

✓ 준구형파 제어를

“전압상쇄에 의한 출력제어”

또는 “위상-변위 제어”라고도 한다.

6.3.4 출력전압의 제어: 준구형파 제어

■ 기본 파형 :

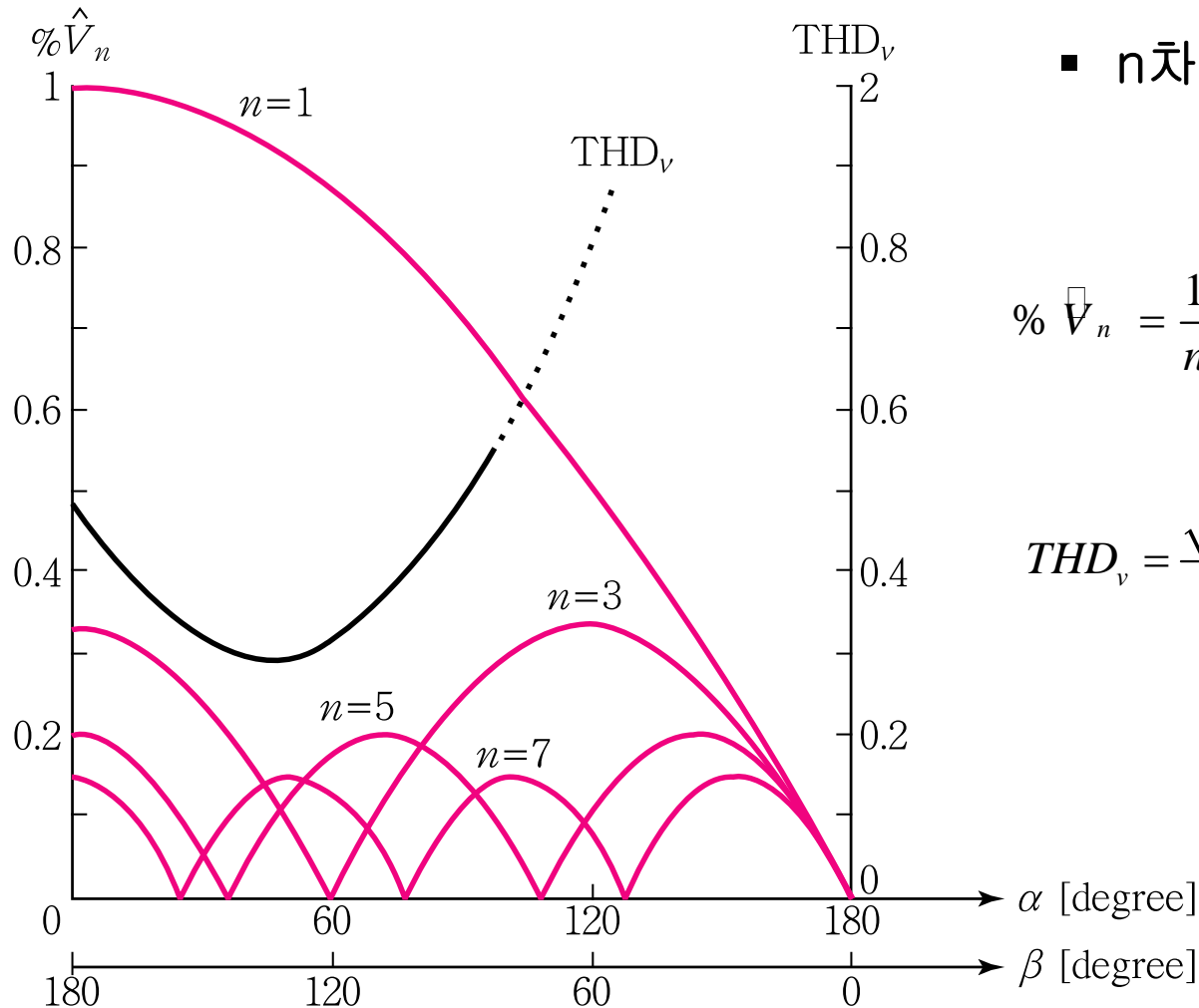
$$\begin{aligned}
 v_a &= \frac{2V_{DC}}{\pi} \sum_{n=1,3,5 \dots}^{\infty} \frac{\sin n\omega t}{n} \\
 v_b &= v_a (\omega t - \beta) \\
 &= \frac{2V_{DC}}{\pi} \sum_{n=1,3,5 \dots}^{\infty} \frac{\sin[n(\omega t - \beta)]}{n}
 \end{aligned}
 \quad \rightarrow \quad
 \begin{aligned}
 v_o &= v_a - v_b \\
 &= \frac{2V_{DC}}{\pi} \sum_{n=1,3,5 \dots}^{\infty} \frac{\sin(n\omega t) - \sin(n\omega t - n\beta)}{n} \\
 &= \frac{4V_{DC}}{\pi} \sum_{n=1,3,5 \dots}^{\infty} \frac{\sin(n\beta/2)}{n} \cos[n(\omega t - \beta)]
 \end{aligned}$$

■ 실효값 :

$$V_o = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^\beta V_{DC}^2 d(\omega t)} = V_{DC} \sqrt{\frac{\beta}{\pi}} \quad (\text{기본 파})$$

$$V_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{4V_{DC}}{\pi} \sin \frac{\beta}{2} \quad (\text{출력전압})$$

6.3.4 출력전압의 제어: 준구형파 제어



■ n 차 고조파의 크기:

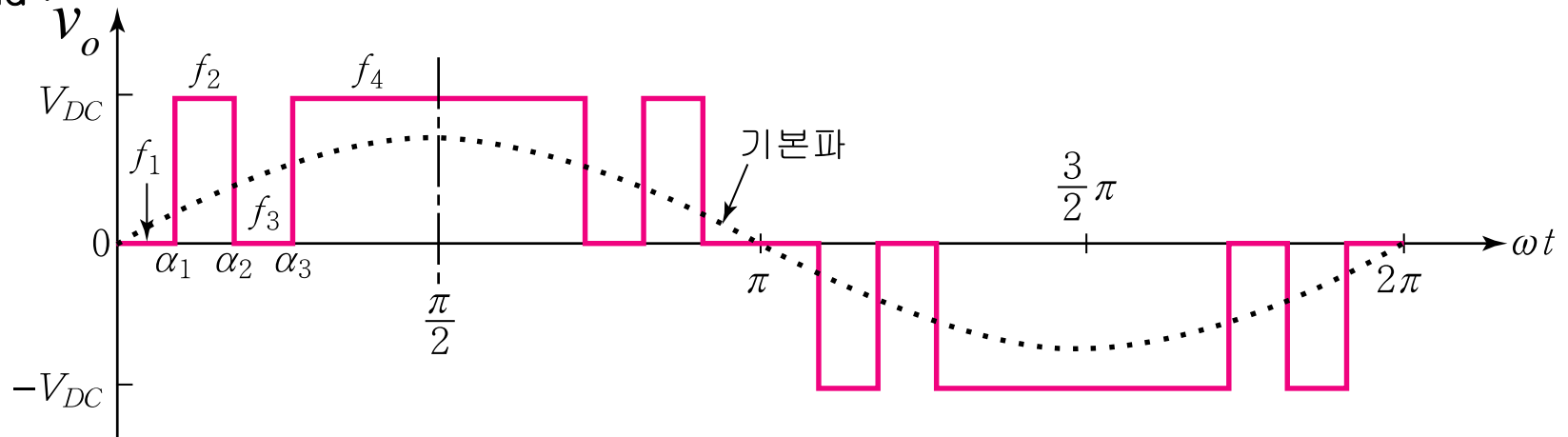
$\frac{4V_{DC}}{\pi}$ 로 정규화

$$\% \hat{V}_n = \frac{1}{n} \left| \sin \frac{n\beta}{2} \right| \quad (\text{단, } n = \text{홀수})$$

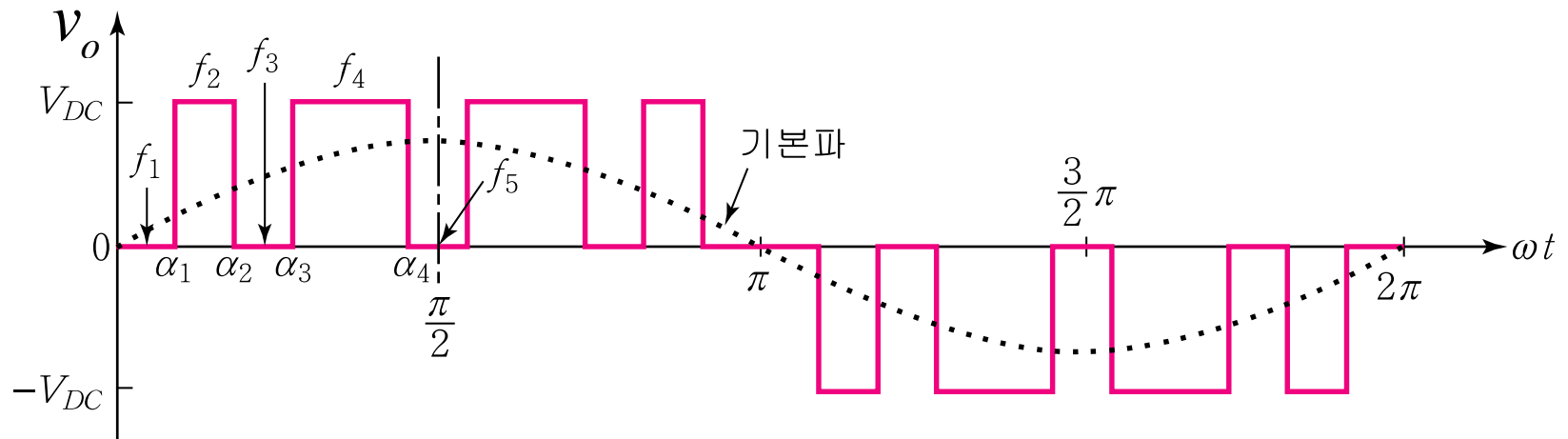
$$THD_v = \frac{\sqrt{V_o^2 - V_1^2}}{V_1} = \sqrt{\frac{\pi\beta}{8\sin^2(\beta/2)} - 1}$$

6.3.4 출력전압의 제어: 고조파 소거법

• $k=\text{odd}$:



• $k=\text{even}$:



6.3.4 출력전압의 제어: 고조파 소거법

■ 출력전압 :
$$v_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} b_n \sin n\omega t \quad f_i = \begin{cases} 0 & (i = \text{홀수}) \\ 1 & (i = \text{짝수}) \end{cases}$$

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} v_o \sin n\omega t d(\omega t)$$

$$= \frac{4V_{DC}}{\pi} \left[\int_0^{\alpha_1} f_1 \sin n\omega t d(\omega t) + \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} f_2 \sin n\omega t d(\omega t) \right. \\ \left. + \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} f_3 \sin n\omega t d(\omega t) + \dots + \int_{\alpha_k}^{\pi/2} f_{k+1} \sin n\omega t d(\omega t) \right]$$

$$= \frac{4V_{DC}}{n\pi} [\cos n\alpha_1 - \cos n\alpha_2 + \dots + (-1)^{k+1} \cos n\alpha_k]$$

$$= \frac{4V_{DC}}{n\pi} \sum_{i=1}^k (-1)^{i+1} \cos n\alpha_i$$

■ n 차 고조파의 크기:

$$\% \hat{V}_n = \frac{|b_n|}{4V_{DC} / \pi} = \frac{1}{n} \left| \sum_{i=1}^k (-1)^{i+1} \cos n\alpha_i \right| \quad (\text{단, } n = \text{홀수})$$

6.3.4 출력전압의 제어: 고조파 소거법

■ 고조파 소거법 적용예

- 제어 특성(목표) : 기본파의 크기 – 제어가능
기본파의 주파수 – 제어가능
고조파의 크기 – 5차와 7차 고조파만 제어(즉, 제거)
- 필요한 방정식의 수 : 3 개 (기본파, 5차 및 7차 고조파 제어: 3 자유도)

$$\% \hat{V}_1 = |\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2 + \cos \alpha_3|$$

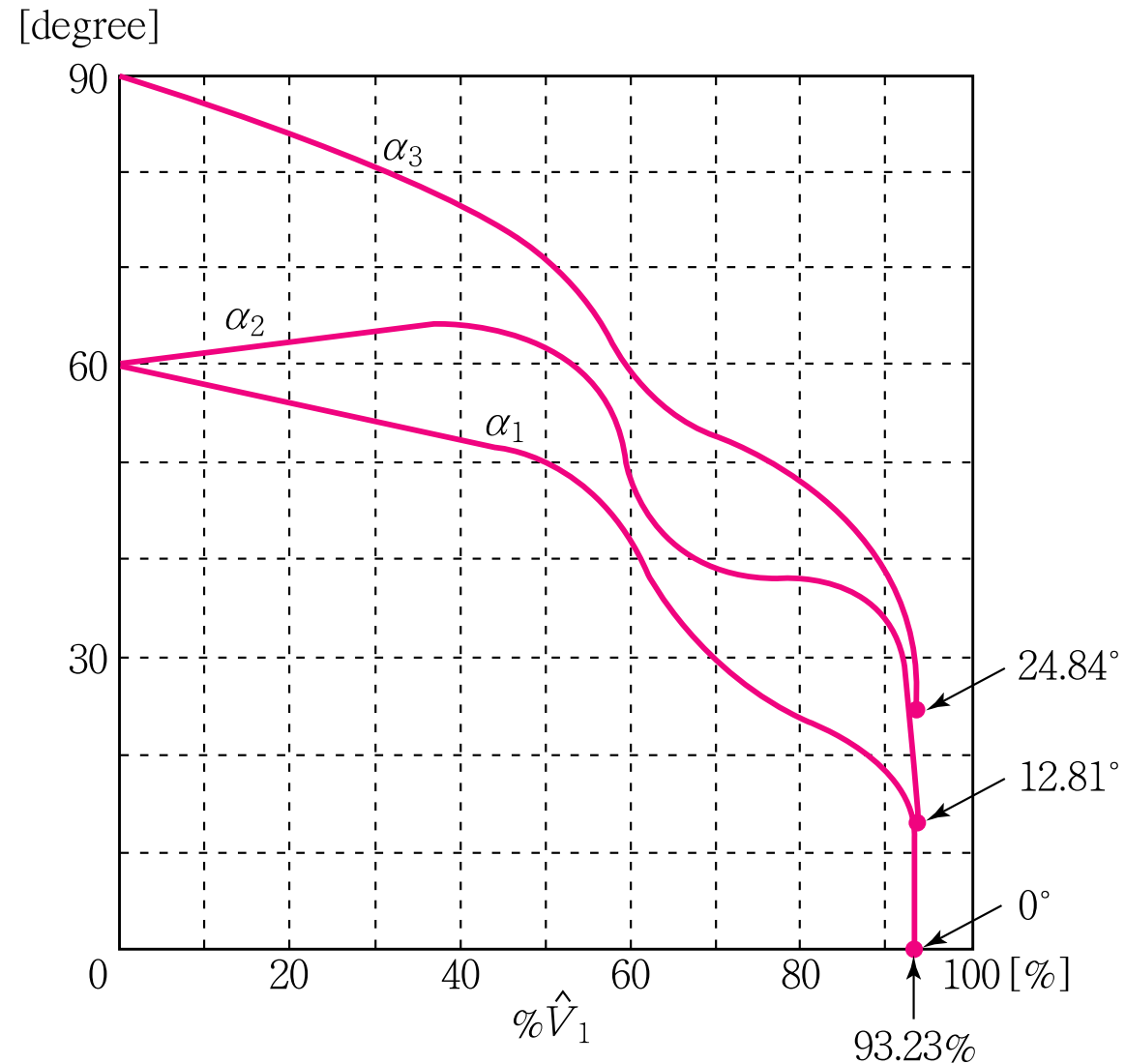
$$\% \hat{V}_5 = 0 = \frac{1}{5} |\cos 5\alpha_1 - \cos 5\alpha_2 + \cos 5\alpha_3|$$

$$\% \hat{V}_7 = 0 = \frac{1}{7} |\cos 7\alpha_1 - \cos 7\alpha_2 + \cos 7\alpha_3|$$

⇒ $\% \hat{V}_1$ 을 0부터 1까지 변화 시키면서 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ 를 구함.

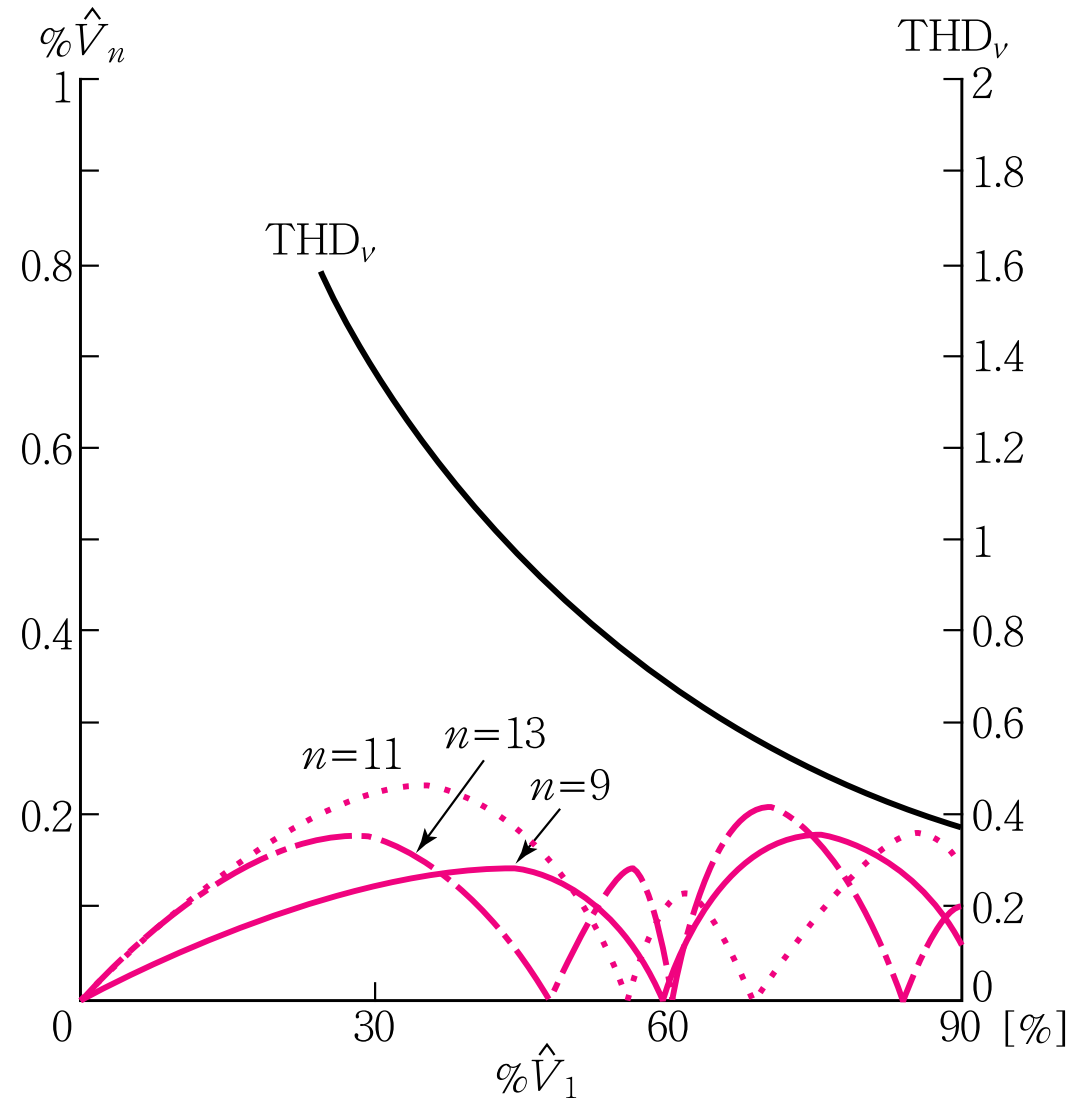
6.3.4 출력전압의 제어: 고조파 소거법

- 기본파의 크기에 따른 제어각의 변화



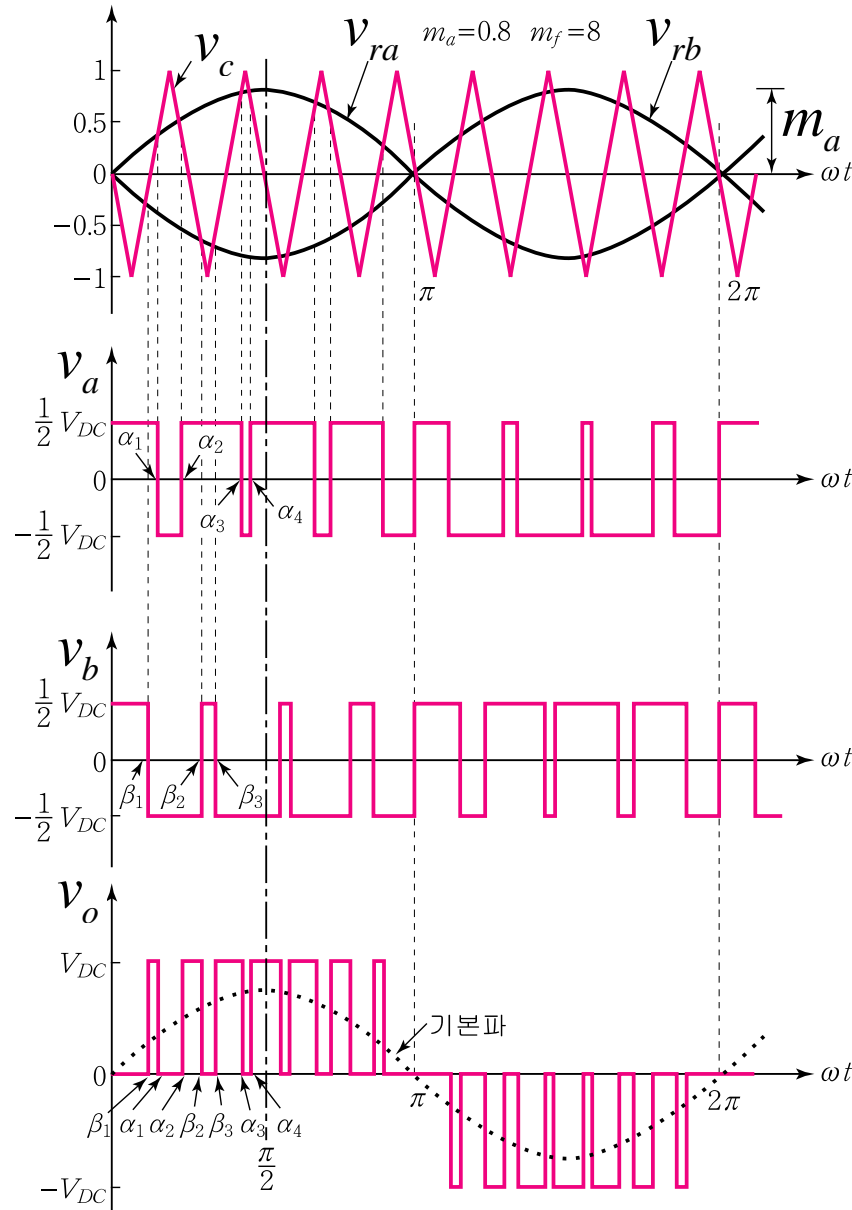
6.3.4 출력전압의 제어: 고조파 소거법

-. 소거되지 않은 고조파



6.3.4 출력전압의 제어: 정현파 PWM 제어

■ 동작원리



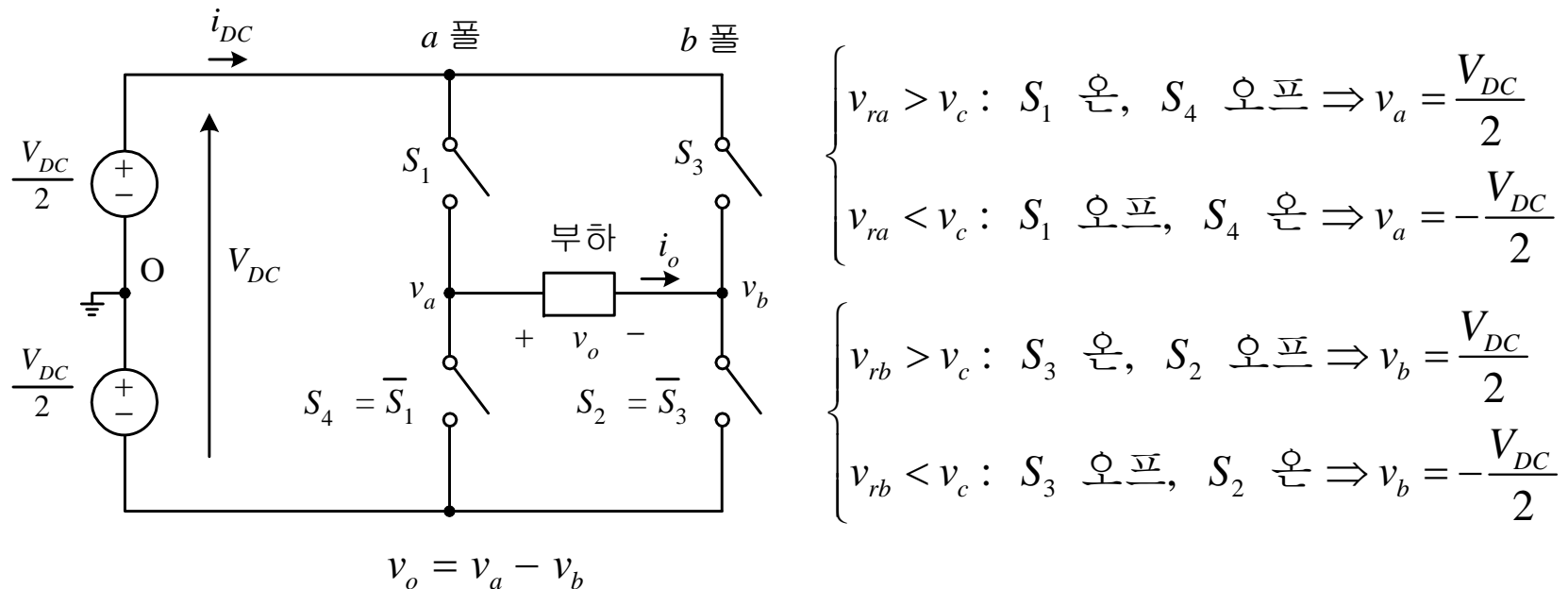
$$v_{ra} = m_a \sin(\omega t) = -v_{rb}$$

$$m_a = \frac{\text{기준파의 진폭}}{\text{반송파의 진폭}}$$

$$m_f = \frac{\text{반송파의 주파수}}{\text{기준파의 주파수}} = \frac{f_c}{f}$$

6.3.4 출력전압의 제어: 정현파 PWM 제어

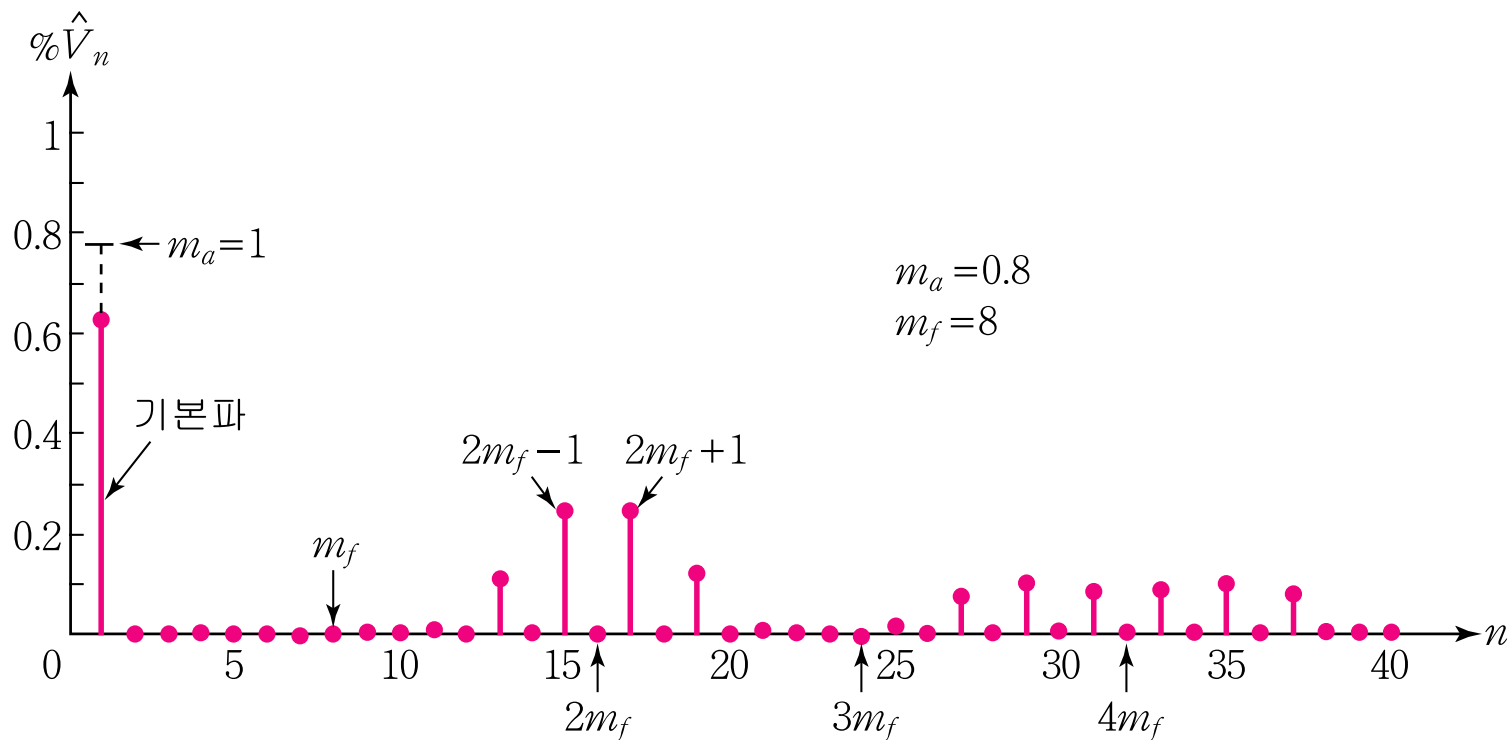
- 단극성 파형 (unipolar waveform) 출력전압



- 정현파 PWM은 a-폴과 b-폴에서 동시에 발생하는 스위칭을 피함으로써 출력전압 파형의 스위칭 주파수가 각 폴전압 파형 스위칭 주파수의 2배가 되는 효과를 갖는다.

6.3.4 출력전압의 제어: 정현파 PWM 제어

- 제어 특성 : 기본파의 크기 - 제어가능
기본파의 주파수 - 제어가능
고조파의 크기 - 반송파 주파수를 증가시키면 억제됨
- 고조파 성분 예



6.3.4 출력전압의 제어: 정현파 PWM 제어

- 선형 변조(Linear Modulation)시, 즉 $m_a < 1$

- 폴 전압의 기본파 성분: $v_{af} = \frac{V_{DC}}{2} m_a \sin \omega t = -v_{bf}$
- 출력 전압의 기본파 성분: $v_f = v_{af} - v_{bf} = V_{DC} m_a \sin \omega t$ (단, $0 \leq m_a \leq 1$)
- 출력전압 기본파 성분의 실효값: $V_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{DC} m_a$

- 과변조(Overmodulation)시, 즉 $m_a > 1$

- 출력전압은 m_a 의 증가에 대하여 비선형적으로 증가하며, m_a 가 일정값 이상이 되면 출력전압은 구형파가 되어 기본파의 크기는

$$V_1 = \frac{4V_{DC}}{\pi}$$

6.3.4 출력전압의 제어: 정현파 PWM 제어

- 존재하는 고조파 성분

- 폴전압 v_a 와 v_b 는 180° 의 위상차 \Rightarrow 출력전압 $v_o = v_a - v_b$

- 출력전압 v_o 의 고조파 성분

- 폴전압에서 차수 h 가 짝수인 고조파 성분은 서로 상쇄되어 제거됨
 - 폴전압에서 차수 h 가 홀수인 고조파 성분은 서로 더해져서 남게 됨.

6.3.4 출력전압의 제어: 정현파 PWM 제어

- m_f 가 홀수일 때:

폴전압(v_a, v_b)의 고조파 성분의 차수는
모두 홀수차수 임

⇒ 출력전압(v_o)의 고조파 성분은
폴전압의 것과 같다.

- m_f 가 짝수일 때:

폴전압(v_a, v_b)의 고조파 성분의 차수는
홀수차수와 짝수차수 혼재함

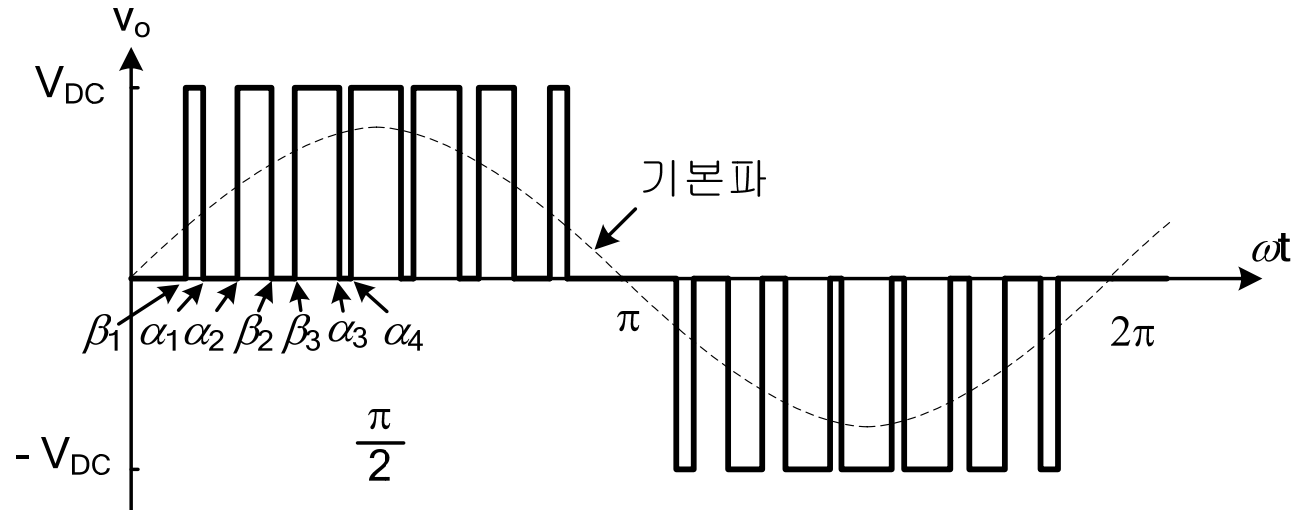
⇒ 출력전압(v_o)의 고조파 성분은
 M 이 짝수인 경우만 존재

✓ 단상 풀브리지 인버터의 정현파 PWM 제어에서는
 m_f 를 짝수로 선정함으로써 두 폴전압의 고조파
상쇄효과에 의하여 고조파 성분이 보다 적게 포함된
출력전압을 얻을 수 있다.

M	h	m_f	
		홀수	짝수
1	m_f	홀수	짝수
	$m_f \pm 2$	홀수	짝수
	$m_f \pm 4$	홀수	짝수
	...		
2	$2m_f \pm 1$	홀수	홀수
	$2m_f \pm 3$	홀수	홀수
	$2m_f \pm 5$	홀수	홀수
	...		
3	$3m_f$	홀수	짝수
	$3m_f \pm 2$	홀수	짝수
	$3m_f \pm 4$	홀수	짝수
	...		
4	$4m_f \pm 1$	홀수	홀수
	$4m_f \pm 3$	홀수	홀수
	$4m_f \pm 5$	홀수	홀수
	...		

6.3.4 출력전압의 제어: 정현파 PWM 제어

- 고조파 성분의 크기: $m_f = \text{짝수인 경우}$



- 스위칭각 α_i 의 결정

• 초월 방정식 :
$$m_a \sin \alpha_i = (-1)^{i+1} \left(\frac{2m_f}{\pi} \alpha_i - 2i \right) \quad 1 \leq i \leq \frac{m_f - 1}{2}$$

• 해의 범위 :
$$\frac{\pi}{2m_f} \leq \alpha_1 \leq \frac{3\pi}{2m_f} \leq \alpha_2 \leq \frac{5\pi}{2m_f} \leq \alpha_3 \leq \frac{7\pi}{2m_f} \leq \dots$$

- 스위칭각 β_i 의 결정: $\beta_i = \pi - \alpha_{k-(i+1)} \quad (k = m_f - 1)$

6.3.4 출력전압의 제어: 정현파 PWM 제어

- 스위칭각 γ_i 의 결정

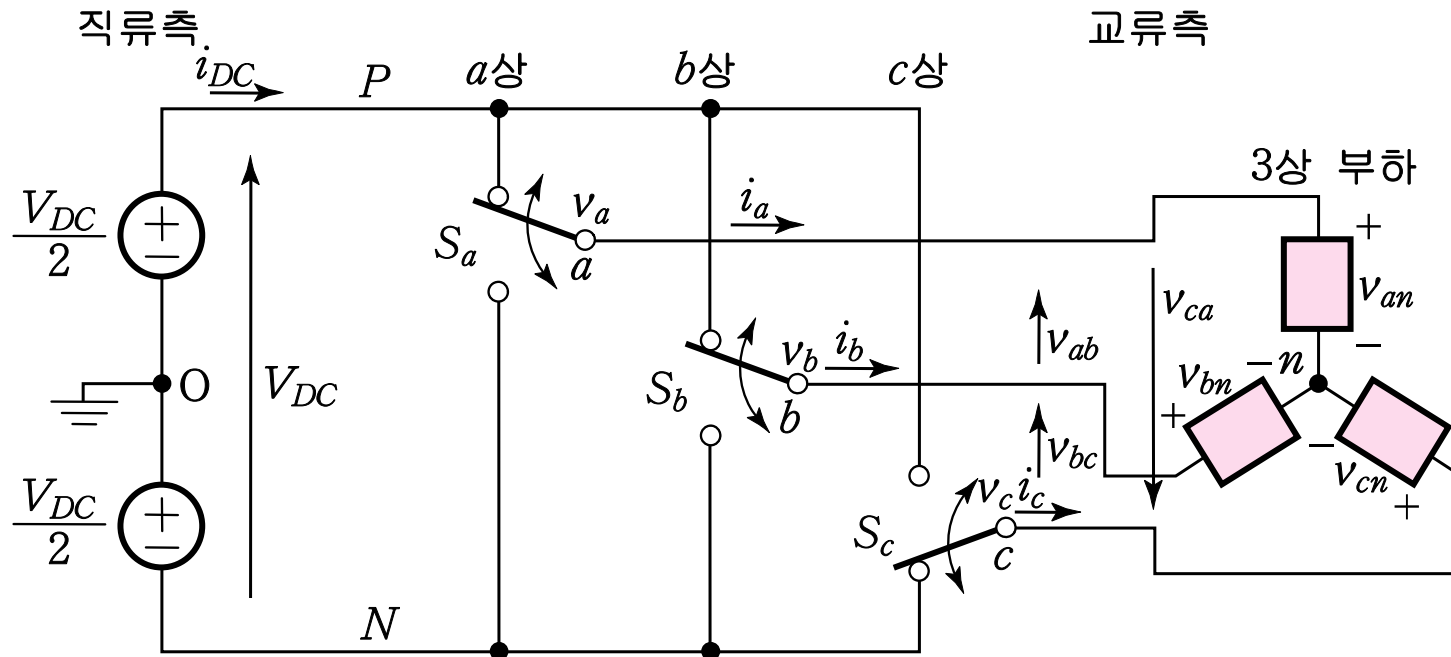
$$\begin{array}{cccccccccc} \beta_1, & \alpha_1, & \alpha_2, & \beta_2, & \beta_3, & \alpha_3, & \alpha_4, & \beta_4, & \beta_5, & \cdots \\ \uparrow & \uparrow & \uparrow & \uparrow & \uparrow & \uparrow & \uparrow & \uparrow & \uparrow & \\ \gamma_1, & \gamma_2, & \gamma_3, & \gamma_4, & \gamma_5, & \gamma_6, & \gamma_7, & \gamma_8, & \gamma_9, & \cdots \end{array}$$

- n 차 고조파의 크기: $\frac{4V_{DC}}{\pi}$ 로 정규화

$$\% \hat{V}_n = \frac{1}{n} \left| \sum_{i=1}^k (-1)^{i+1} \cos n\gamma_i \right| \quad (\text{단, } n = \text{홀수})$$

6.4 3상 인버터

- 기능 및 동작원리 :



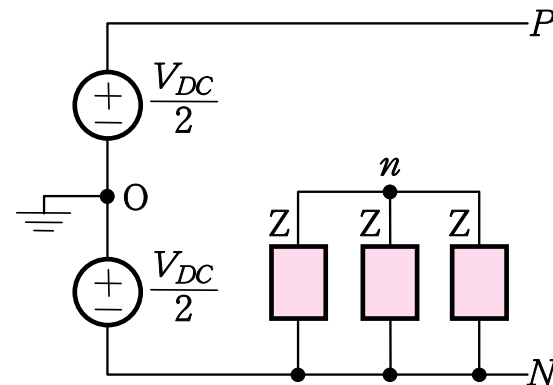
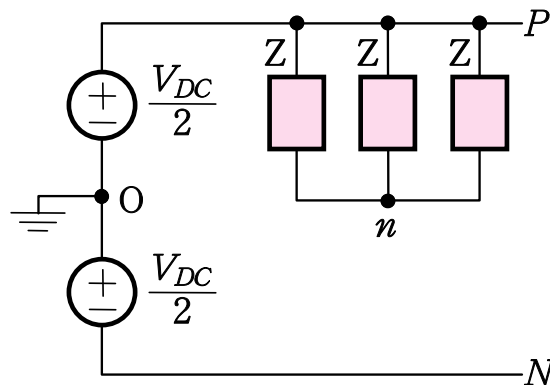
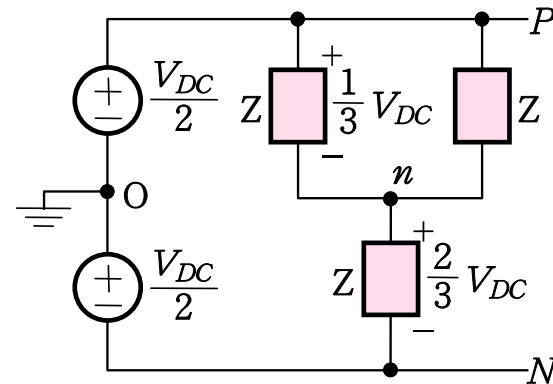
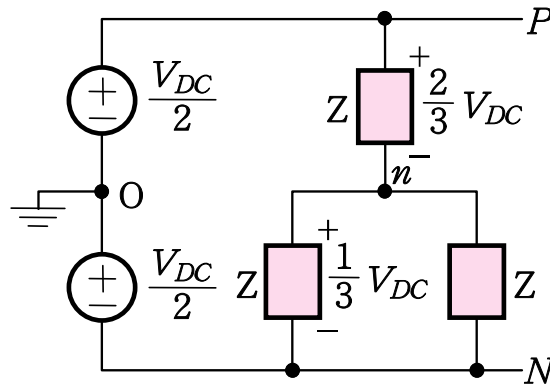
$$(\text{출력상전압} = v_a, v_b, v_c) \in \left\{ \frac{V_{DC}}{2}, -\frac{V_{DC}}{2} \right\}$$

$$(\text{출력선간전압} = v_{ab}, v_{bc}, v_{ca}) \in \{ V_{DC}, 0, -V_{DC} \}$$

$$(\text{부하상전압} = v_{an}, v_{bn}, v_{cn}) \in \left\{ \frac{2}{3}V_{DC}, \frac{1}{3}V_{DC}, 0, -\frac{1}{3}V_{DC}, -\frac{2}{3}V_{DC} \right\}$$

6.4.1 동작원리

■ 3상 부하의 연결상태



✓ 0점을 기준으로한 n 점의 전위는 3상 부하의 연결상태에 따라 $-V_{DC}/6, +V_{DC}/6, +V_{DC}/2, -V_{DC}/2$ 가운데 하나가 된다.

6.4.1 동작원리

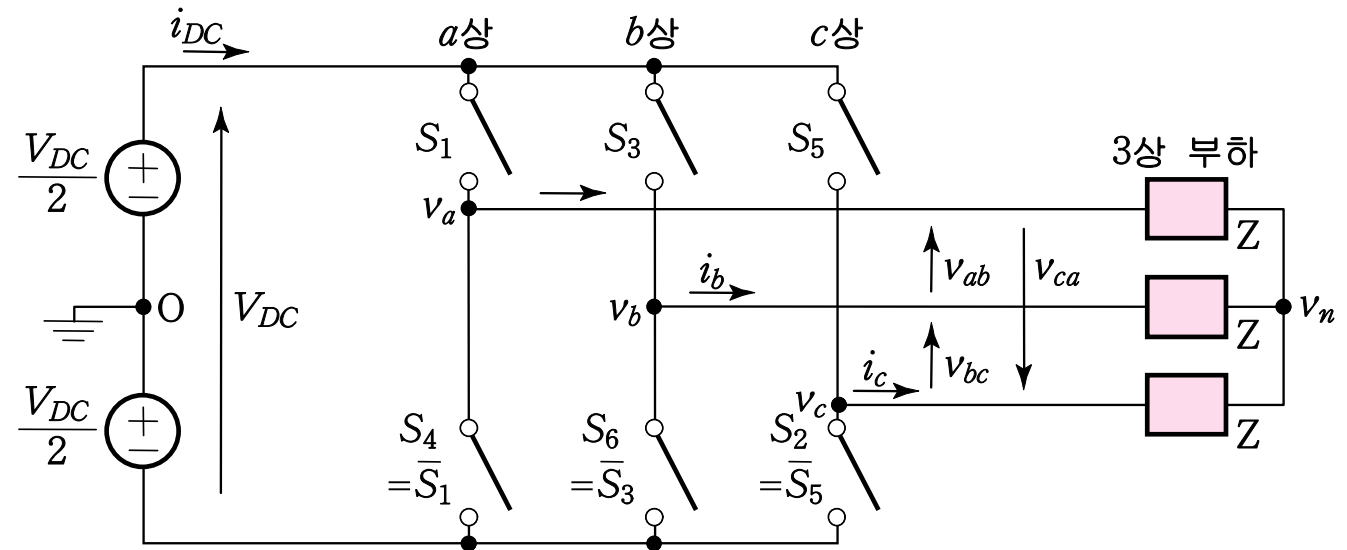
■ 스위칭 상태

출력상전압			출력선간전압			부하상전압		
v_a	v_b	v_c	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}
+	+	+	0	0	0	0	0	0
-	+	+	--	0	++	--	+	+
+	-	+	++	--	0	+	--	+
+	+	-	0	++	--	+	+	--
-	-	+	++	--	++	-	-	++
+	-	-	--	0	--	++	-	-
-	+	-	0	++	0	-	++	-
-	-	-	0	0	0	0	0	0
$(+) = V_{DC} / 2$ $(-) = -V_{DC} / 2$			$(++) = V_{DC}$ $(--) = -V_{DC}$ $(0) = 0$			$(++) = 2V_{DC} / 3$ $(--) = -2V_{DC} / 3$ $(+) = V_{DC} / 3$ $(-) = -V_{DC} / 3$ $(0) = 0$		

6.4.2 입출력 특성

■ 존재함수 :

$$\left. \begin{aligned} S_1 + S_4 &= 1 \\ S_3 + S_6 &= 1 \\ S_5 + S_2 &= 1 \end{aligned} \right\}$$



■ 출력상전압 :

$$v_a = S_1 \left(\frac{V_{DC}}{2} \right) + S_4 \left(-\frac{V_{DC}}{2} \right) = S_a V_{DC}$$

$$v_b = S_3 \left(\frac{V_{DC}}{2} \right) + S_6 \left(-\frac{V_{DC}}{2} \right) = S_b V_{DC}$$

$$v_c = S_5 \left(\frac{V_{DC}}{2} \right) + S_2 \left(-\frac{V_{DC}}{2} \right) = S_c V_{DC}$$

$$S_a = \frac{1}{2} (S_1 - S_4) = S_1 - \frac{1}{2}$$

$$S_b = \frac{1}{2} (S_3 - S_6) = S_3 - \frac{1}{2}$$

$$S_c = \frac{1}{2} (S_5 - S_2) = S_5 - \frac{1}{2}$$

6.4.2 입출력 특성

■ 출력선간전압 :

$$\begin{aligned} v_{ab} &= v_a - v_b = S_{ab} V_{DC} & S_{ab} &= S_a - S_b = S_1 - S_3 \\ v_{bc} &= v_b - v_c = S_{bc} V_{DC} & S_{bc} &= S_b - S_c = S_3 - S_5 \\ v_{ca} &= v_c - v_a = S_{ca} V_{DC} & S_{ca} &= S_c - S_a = S_5 - S_1 \end{aligned} \quad \leftarrow$$

■ 부하 중성점의 전압 :

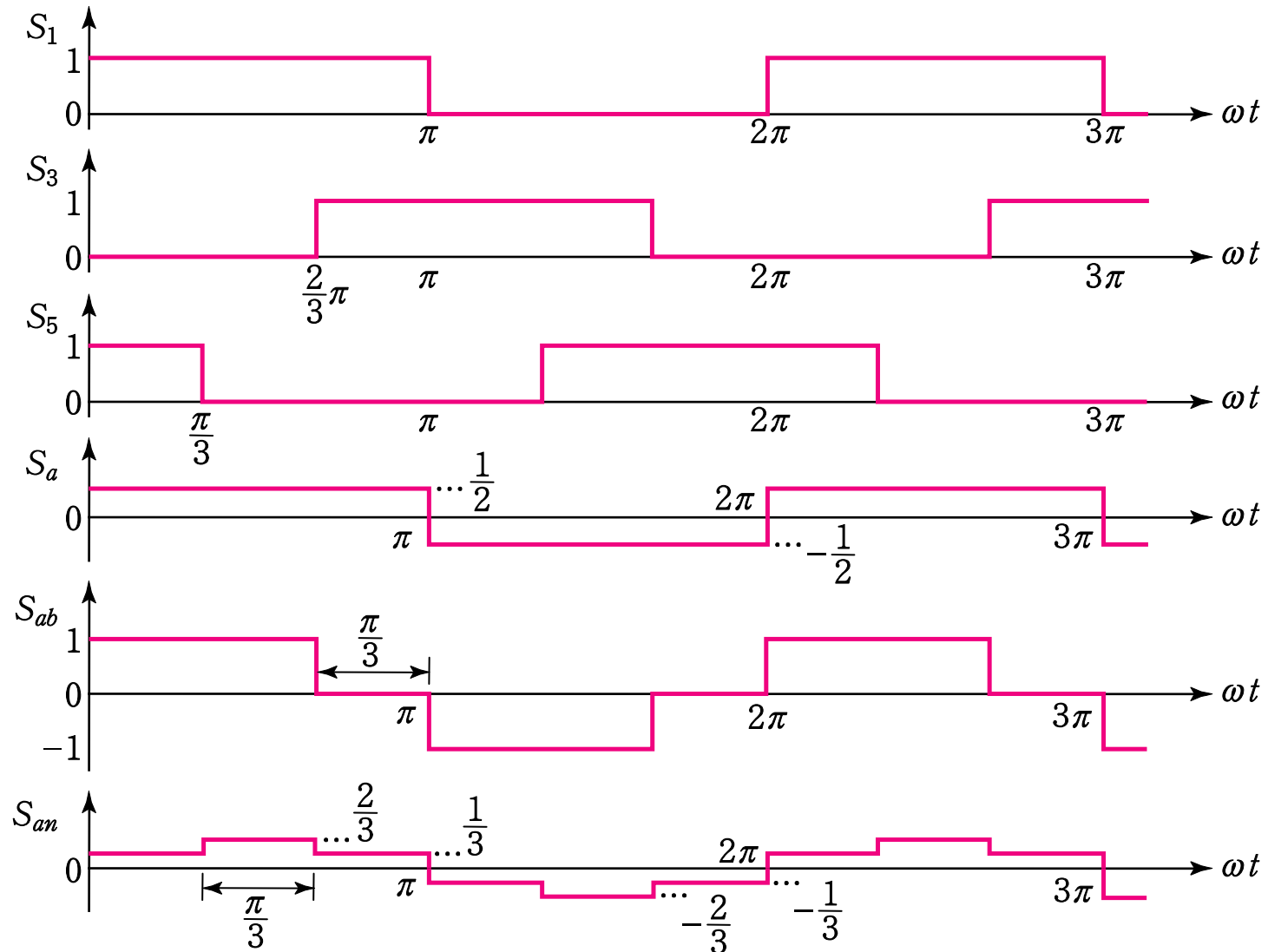
$$v_n = \frac{\frac{v_a}{Z} + \frac{v_b}{Z} + \frac{v_c}{Z}}{\frac{1}{Z} + \frac{1}{Z} + \frac{1}{Z}} = \frac{1}{3}(v_a + v_b + v_c) \rightarrow v_n = \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c)V_{DC}$$

■ 출력상전압 :

$$\begin{aligned} v_{an} &= v_a - v_n = S_{an} V_{DC} & S_{an} &= \frac{1}{3}(2S_a - S_b - S_c) = \frac{1}{3}[(S_1 - S_3) + (S_1 - S_5)] \\ v_{bn} &= v_b - v_n = S_{bn} V_{DC} & S_{bn} &= \frac{1}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) = \frac{1}{3}[(S_3 - S_5) + (S_3 - S_1)] \\ v_{cn} &= v_c - v_n = S_{cn} V_{DC} & S_{cn} &= \frac{1}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) = \frac{1}{3}[(S_5 - S_1) + (S_5 - S_3)] \end{aligned} \quad \leftarrow$$

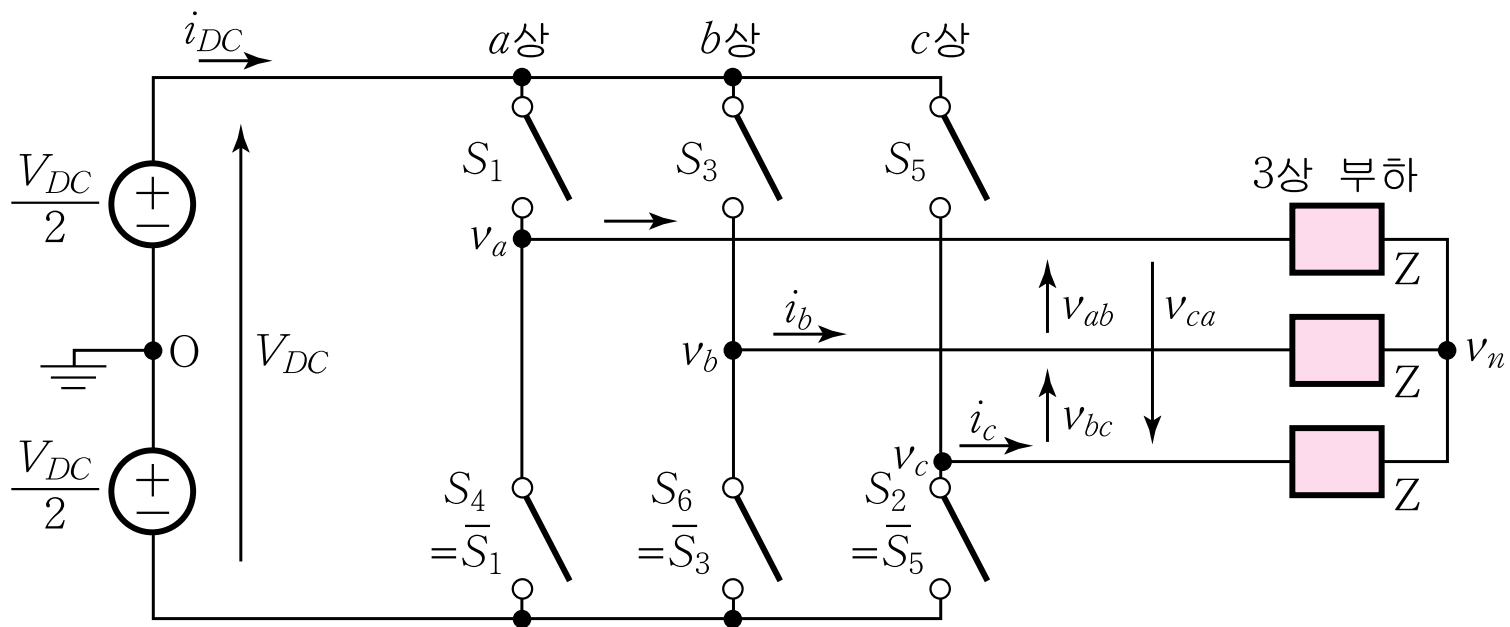
6.4.2 입출력 특성

- 3상 인버터의 스위칭함수 파형 일례



6.4.2 입출력 특성

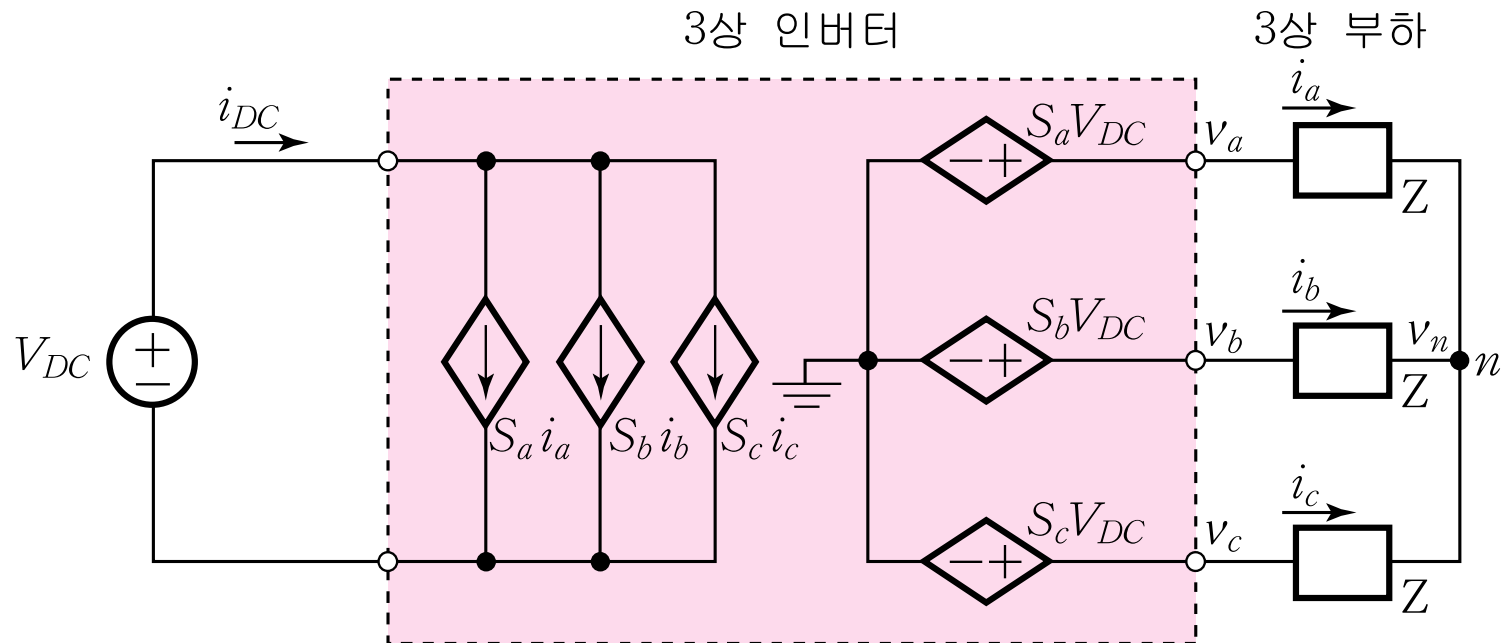
- 입력전류류 : $i_{DC} = S_1 i_a + S_3 i_b + S_5 i_c$



$$i_{DC} = S_1 i_a + S_3 i_b + S_5 i_c - \underbrace{\frac{1}{2} (i_a + i_b + i_c)}_{=0 \text{ (dummy addition)}} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c$$

6.4.2 입출력 특성

■ 순시적 등가모델 :



- 스위칭 함수 S_a , S_b , S_c 는 인버터의 동작을 수학적으로 완전히 기술한다.
- 등가모델을 사용하면 특정한 전력반도체 스위치를 사용하여 인버터 회로를 구성하고 시뮬레이션하는 것보다 빠르고, 이상적인 동작특성에 대한 결과를 얻을 수 있다..

6.4.2 입출력 특성

- 이상적인 출력상전압과 부하전류 :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{2} V_o \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{2} I_o \begin{bmatrix} \sin(\omega t - \phi) \\ \sin(\omega t - 2\pi/3 - \phi) \\ \sin(\omega t + 2\pi/3 - \phi) \end{bmatrix}$$

- 출력전력과 직류측 입력전류 :

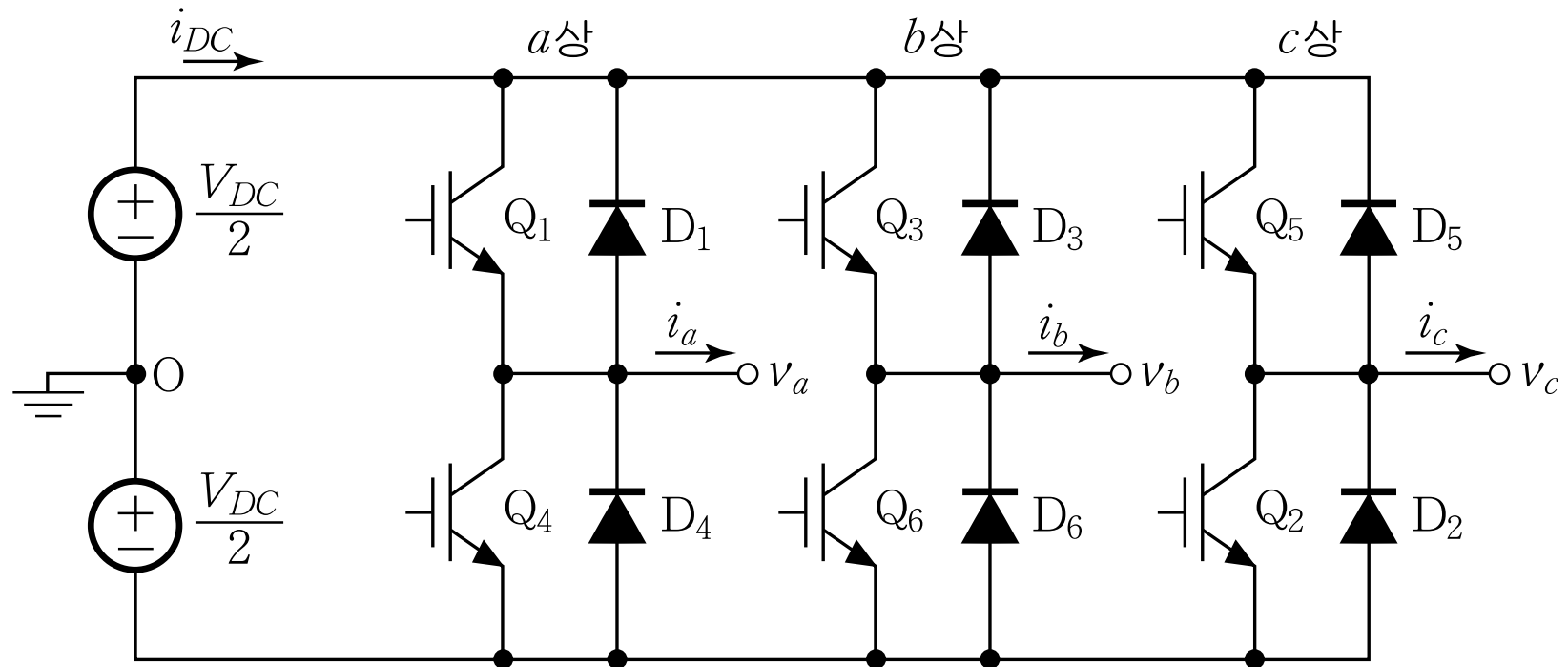
$$p_o = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = 3V_o I_o \cos \phi = \text{일정}$$

$$i_{DC} = \frac{p_o}{V_{DC}} = \frac{3V_o I_o}{V_{DC}} \cos \phi = \text{일정}$$

- ✓ 3상 인버터의 출력파형이 정현파인 이상적인 경우 직류측 입력전류는 순시적으로 항상 일정한 값이 된다.
- ✓ 단상 풀브리지 인버터에서는 출력파형이 정현파인 이상적인 경우 직류측 입력전류에 기본주파수의 2배 주파수의 교류성분이 포함되어 있다.

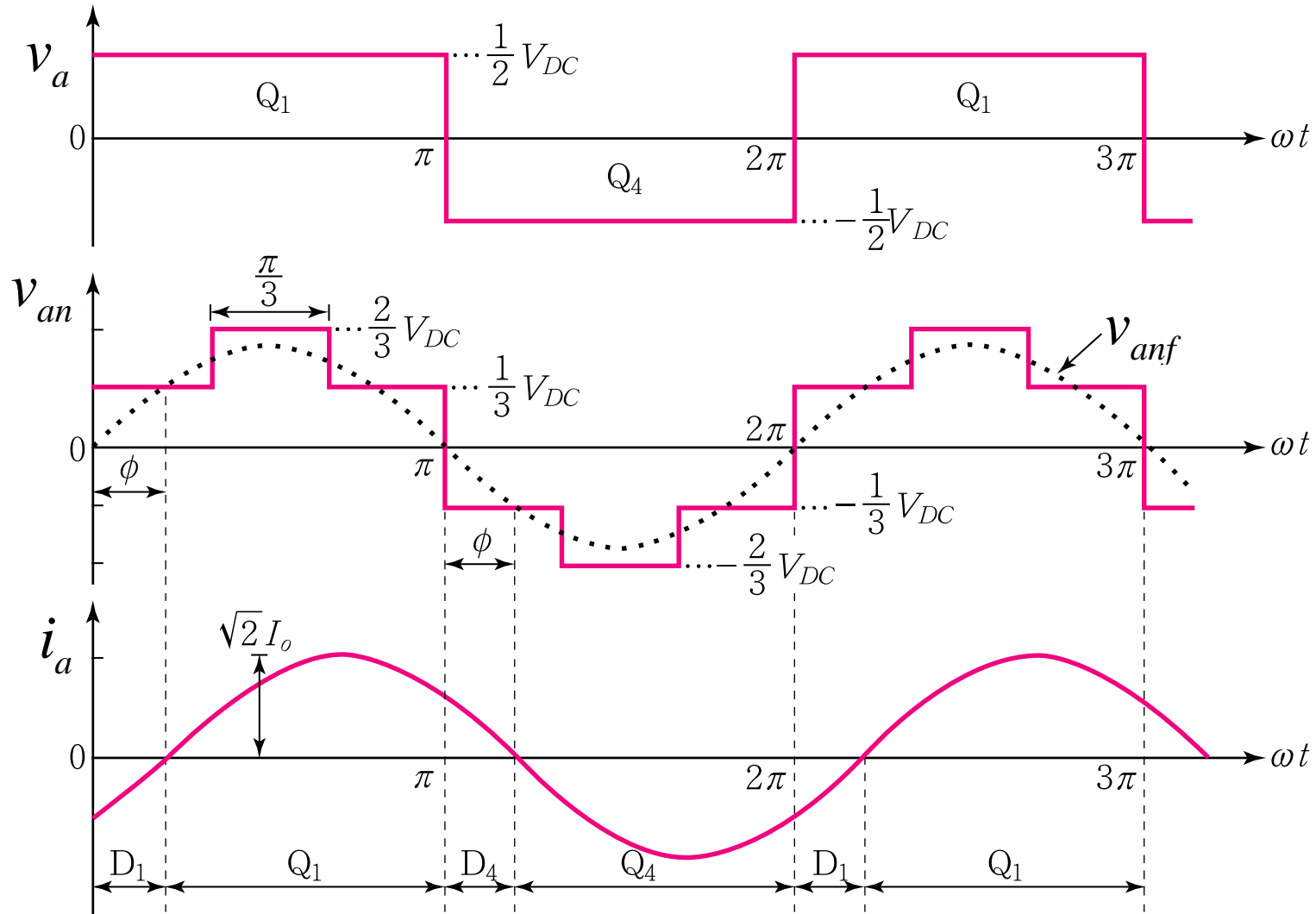
6.4.3 회로구성 및 동작

- 회로구성 :



6.4.3 회로구성 및 동작

■ 동작파형 :



✓ 부하의 역률은 출력의 한주기 가운데 각 폴의 다이오드가 도통하는 구간의 크기를 결정한다.

6.4.3 회로구성 및 동작

■ IGBT 및 다이오드 전류의 실효값

-. 일반적인 경우 :

$$I_{rms}(Q_1) = I_{rms}(Q_4) = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\phi}^{\pi} i_a^2 d(\omega t)} \quad \rightarrow \quad I_{rms}^2(Q_1) + I_{rms}^2(D_1) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_a^2 d(\omega t)$$

$$I_{rms}(D_1) = I_{rms}(D_4) = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\phi} i_a^2 d(\omega t)}$$

-. 부하전류가 정현파인 경우 :

$$I_{rms}(Q_1) = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} [\sqrt{2}I_o \sin(\omega t - \phi)]^2 d(\omega t)} = I_o \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left\{ (\pi - \phi) - \frac{1}{2} \sin[2(\pi - \phi)] \right\}}$$

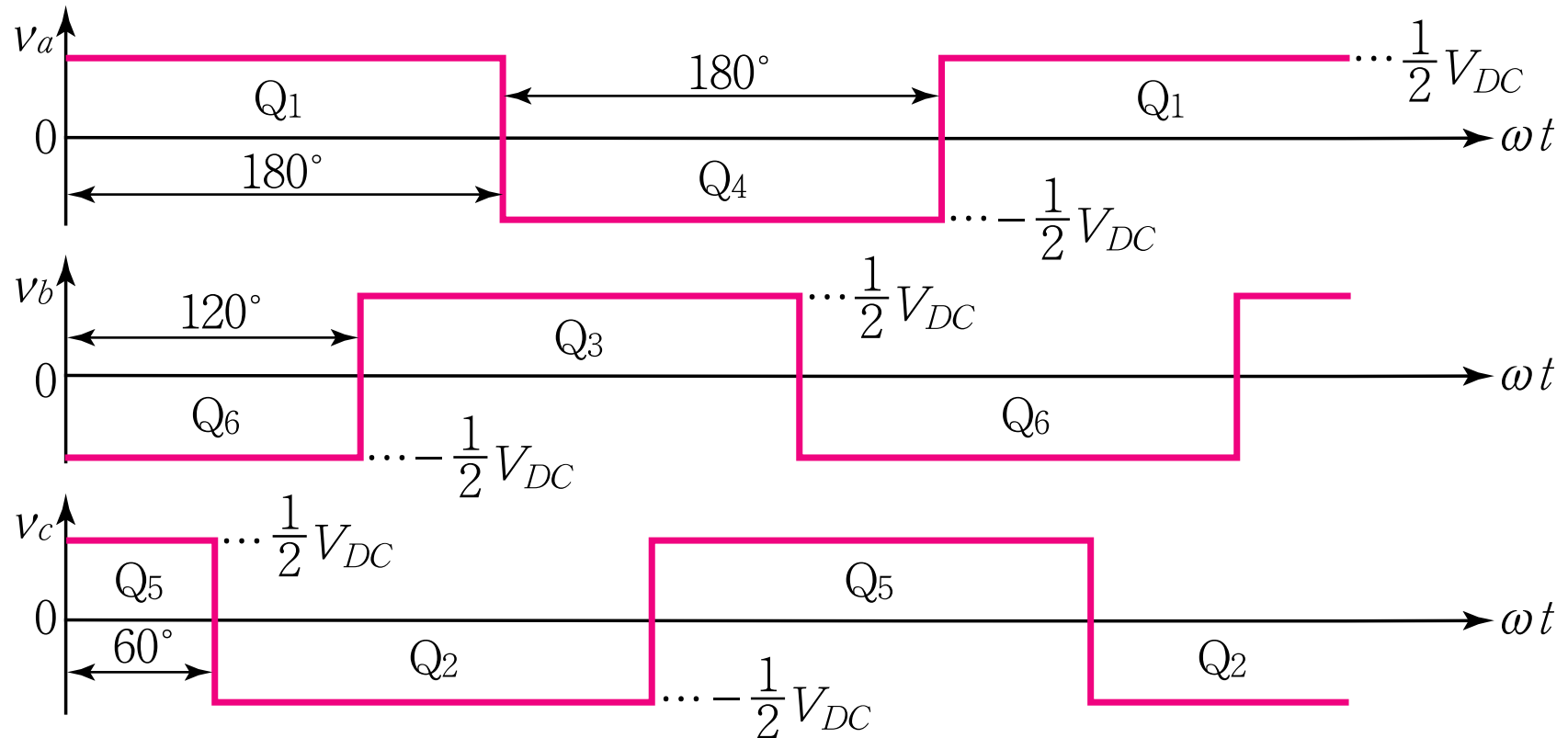
$$I_{rms}(D_1) = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\phi} [\sqrt{2}I_o \sin(\omega t - \phi)]^2 d(\omega t)} = I_o \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\phi - \frac{1}{2} \sin(2\phi) \right]}$$

$$I_{rms}^2(Q_1) + I_{rms}^2(D_1) = I_o^2 / 2$$

✓ 스위치와 다이오드의 전류의 실효값은 부하의 역률에 따라 정해진다.

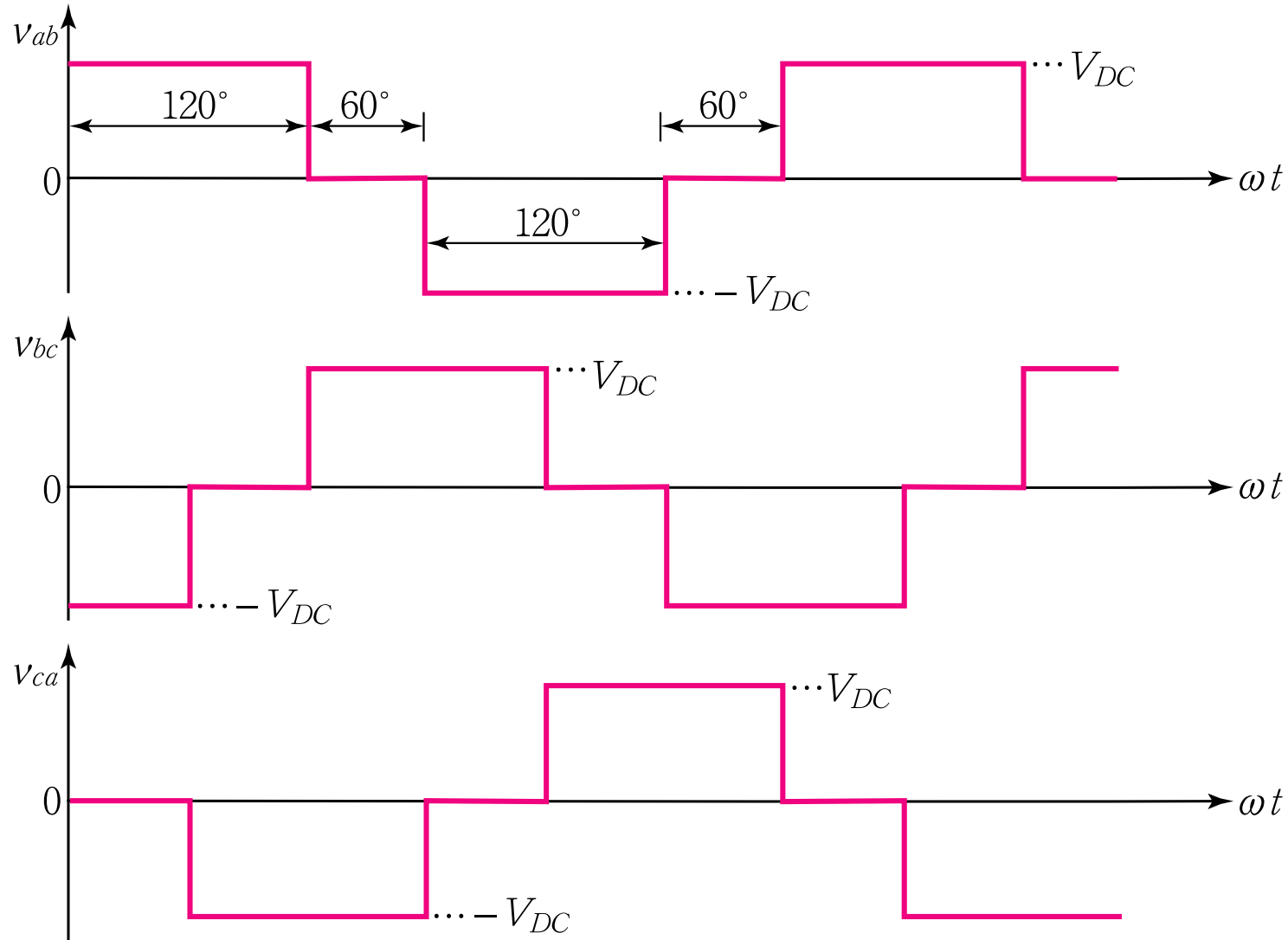
6.4.4 출력전압의 제어: 6-스텝 제어

■ 출력상전압 :



6.4.4 출력전압의 제어: 6-스텝 제어

- 출력선간전압 :



6.4.4 출력전압의 제어: 6-스텝 제어

■ 출력상전압 :
(3차 고조파 존재)

$$v_a = \frac{2V_{DC}}{\pi} \sum_{n=1,3,5\ldots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin n\omega t$$
$$v_b = \frac{2V_{DC}}{\pi} \sum_{n=1,3,5\ldots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin n(\omega t - \frac{2}{3}\pi)$$
$$v_c = \frac{2V_{DC}}{\pi} \sum_{n=1,3,5\ldots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin n(\omega t + \frac{2}{3}\pi)$$

■ 출력선간전압 :

$$v_{ab} = v_a - v_b = \frac{4V_{DC}}{\pi} \sum_{n=1,3,5\ldots}^{\infty} \frac{1}{n} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n(\omega t + \frac{\pi}{6})$$
$$v_{bc} = v_b - v_c = \frac{4V_{DC}}{\pi} \sum_{n=1,3,5\ldots}^{\infty} \frac{1}{n} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n(\omega t - \frac{\pi}{6})$$
$$v_{ca} = v_c - v_a = \frac{4V_{DC}}{\pi} \sum_{n=1,3,5\ldots}^{\infty} \frac{1}{n} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n(\omega t + \frac{5}{6}\pi)$$

6.4.4 출력전압의 제어: 6-스텝 제어

■ 출력선간전압 :
$$v_{ab} = \sqrt{3} \frac{2V_{DC}}{\pi} \left[\sin(\omega t + 30^\circ) - \frac{1}{5} \sin 5(\omega t + 30^\circ) - \frac{1}{7} \sin 7(\omega t + 30^\circ) \right. \\ \left. + \frac{1}{11} \sin 11(\omega t + 30^\circ) + \frac{1}{13} \sin 13(\omega t + 30^\circ) - \dots \right]$$

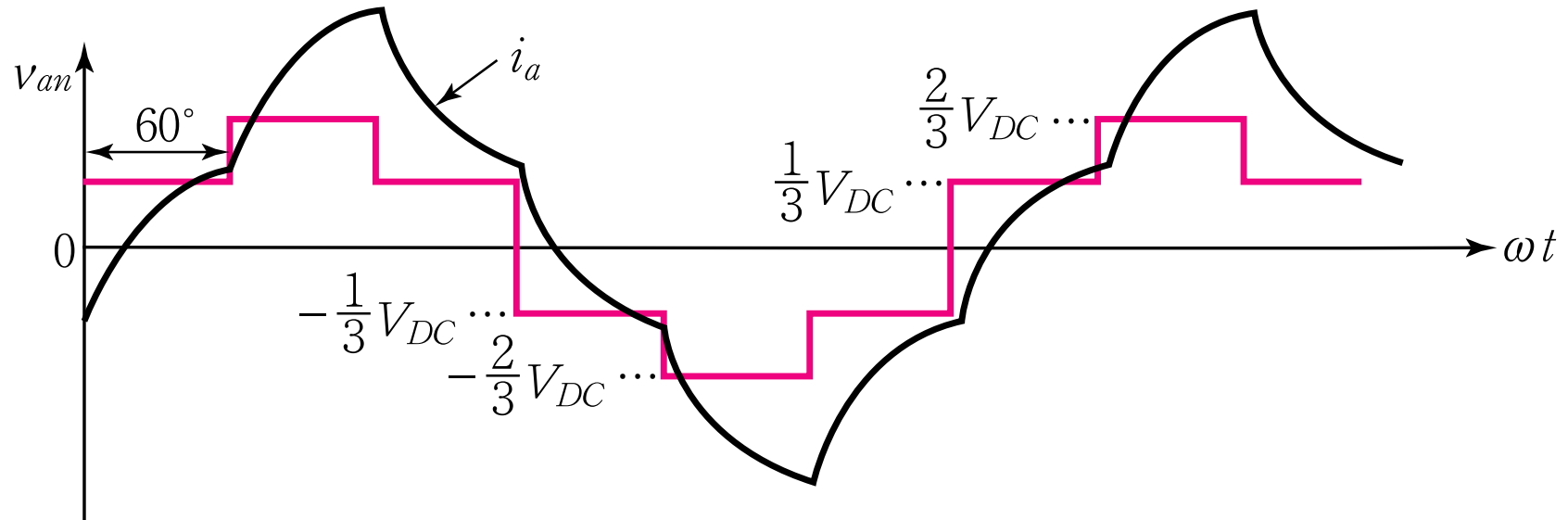
$$v_{bc} = \sqrt{3} \frac{2V_{DC}}{\pi} \left[\sin(\omega t - 90^\circ) - \frac{1}{5} \sin 5(\omega t - 90^\circ) - \frac{1}{7} \sin 7(\omega t - 90^\circ) \right. \\ \left. + \frac{1}{11} \sin 11(\omega t - 90^\circ) + \frac{1}{13} \sin 13(\omega t - 90^\circ) - \dots \right]$$

$$v_{ca} = \sqrt{3} \frac{2V_{DC}}{\pi} \left[\sin(\omega t + 150^\circ) - \frac{1}{5} \sin 5(\omega t + 150^\circ) - \frac{1}{7} \sin 7(\omega t + 150^\circ) \right. \\ \left. + \frac{1}{11} \sin 11(\omega t + 150^\circ) + \frac{1}{13} \sin 13(\omega t + 150^\circ) - \dots \right]$$

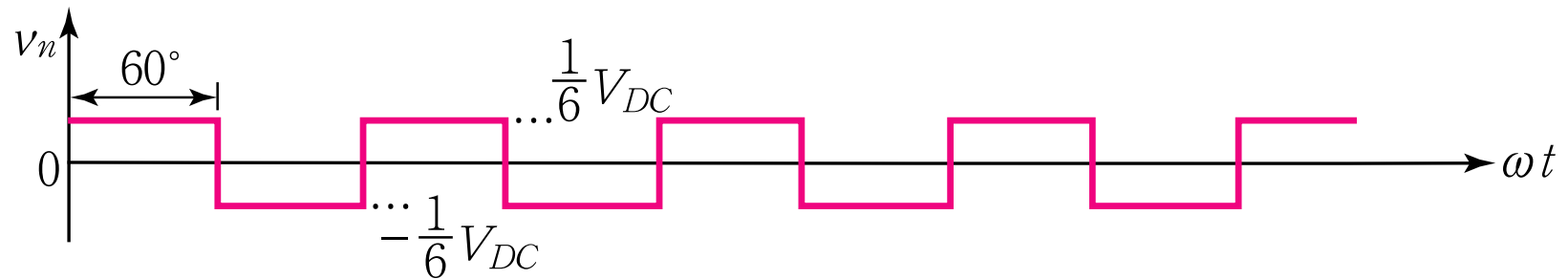
- 출력선간전압은 $6k \pm 1$ (k =정수) 차수의 고조파 성분만을 포함한다.

6.4.4 출력전압의 제어: 6-스텝 제어

- 부하상전압과 상전류 :



- 부하중성점의 전압 :



6.4.4 출력전압의 제어: 6-스텝 제어

- 부하상전압 :

$$v_{an} = \frac{1}{\sqrt{3}} v_{ab}(\omega t - 30^\circ) \quad v_{bn} = v_{an}(\omega t - 120^\circ) \quad v_{cn} = v_{an}(\omega t + 120^\circ)$$



$$v_{an} = \frac{2V_{DC}}{\pi} \left[\sin(\omega t) - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \dots \right]$$

$$v_{bn} = \frac{2V_{DC}}{\pi} \left[\sin(\omega t - 120^\circ) - \frac{1}{5} \sin 5(\omega t - 120^\circ) - \frac{1}{7} \sin 7(\omega t - 120^\circ) + \dots \right]$$

$$v_{cn} = \frac{2V_{DC}}{\pi} \left[\sin(\omega t + 120^\circ) - \frac{1}{5} \sin 5(\omega t + 120^\circ) - \frac{1}{7} \sin 7(\omega t + 120^\circ) + \dots \right]$$

- 부하중성점의 전위 :

$$v_n = \frac{4}{\pi} \cdot \left(\frac{V_{DC}}{6} \right) \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin 3n \omega t$$

6.4.4 출력전압의 제어: 6-스텝 제어

- 6-스텝 제어시의 제어특성:

기본파의 크기-제어불가

기본파의 주파수-제어가능

고조파 성분-제어불가

✓ 6-스텝 제어는 3상 인버터로 얻을 수 있는 최대전압을 출력으로 발생한다.

6.4.4 출력전압의 제어: 6-스텝 제어

■ 출력파형의 실효값

- 출력상전압:
$$V_{PO} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{V_{DC}}{2} \right)^2 d(\omega t)} = \frac{V_{DC}}{2} = 0.5 V_{DC}$$
- 출력선간전압:
$$V_{LL} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi/3} V_{DC}^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{DC} = 0.82 V_{DC}$$
- 부하상전압:
$$V_{PN} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} v_{an}^2 d(\omega t)} = \frac{\sqrt{2} V_{DC}}{3} = 0.47 V_{DC}$$

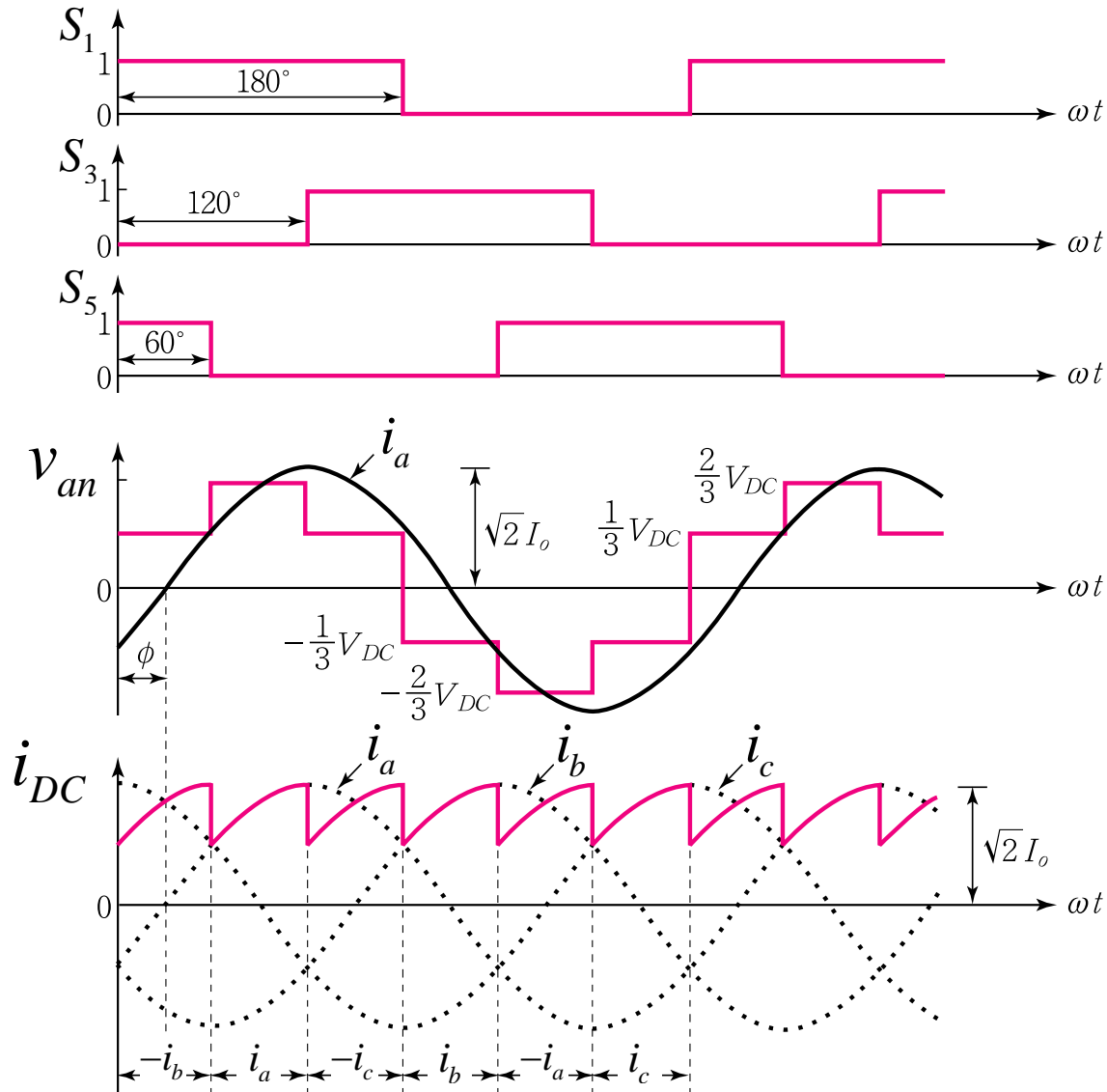
■ 출력파형 기본파의 실효값

- 출력상전압:
$$V_{PO(1)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{2V_{DC}}{\pi} = \frac{\sqrt{2} V_{DC}}{\pi} = V_{PN(1)}$$
- 출력선간전압:
$$V_{LL(1)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{3} \frac{2V_{DC}}{\pi} = \frac{\sqrt{6} V_{DC}}{\pi}$$

- 출력선간전압의 h차 고조파의 실효값:
$$V_{LL(k)} = \frac{V_{LL(1)}}{h}$$

6.4.4 출력전압의 제어: 6-스텝 제어

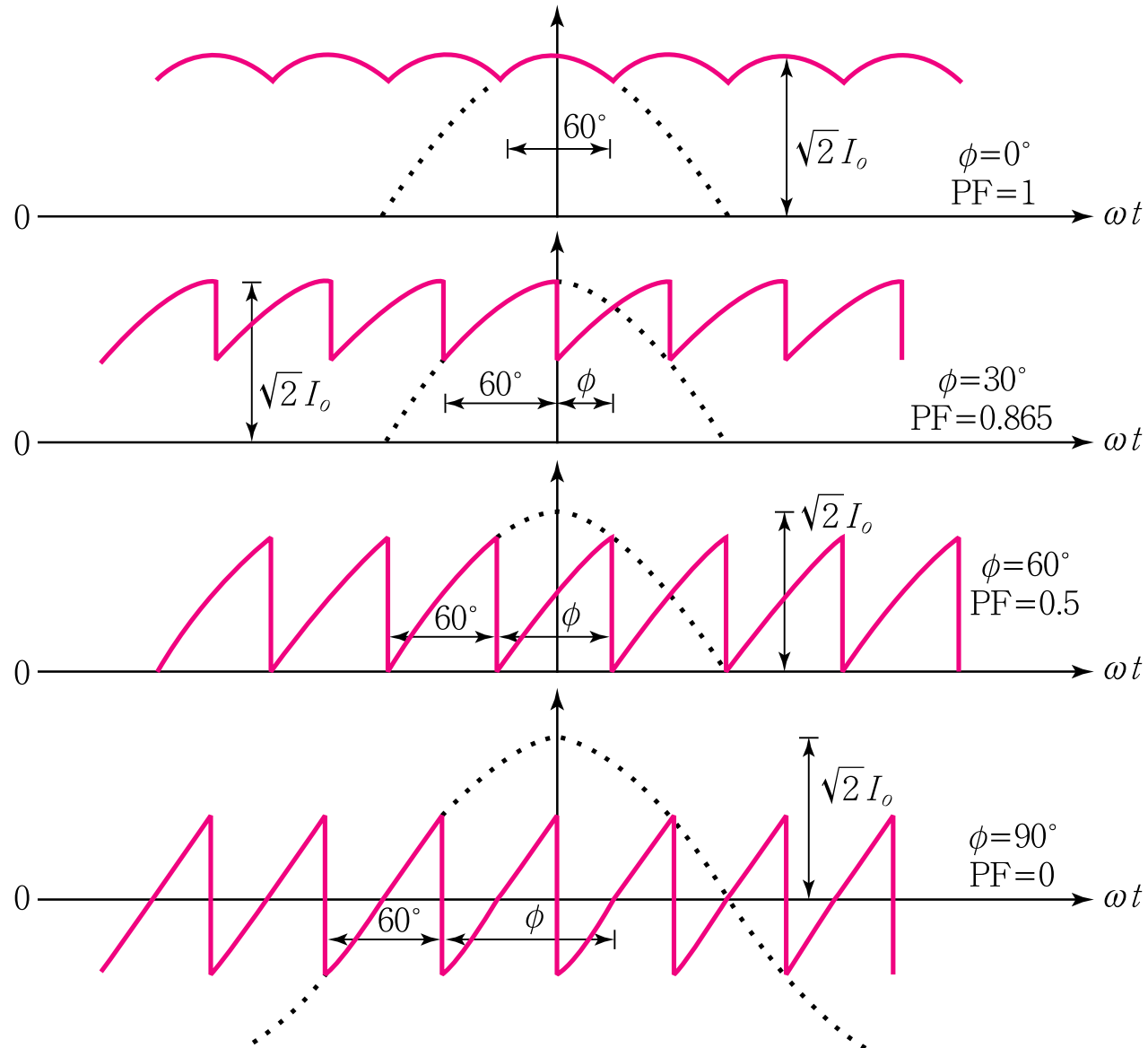
- 직류측 입력전류: 스위칭함수와 i_{DC} 의 성분



$$i_{DC} = \begin{cases} -i_b & (0^\circ \sim 60^\circ) \\ i_a & (60^\circ \sim 120^\circ) \\ -i_c & (120^\circ \sim 180^\circ) \\ i_b & (180^\circ \sim 240^\circ) \\ -i_a & (240^\circ \sim 300^\circ) \\ i_c & (300^\circ \sim 360^\circ) \end{cases}$$

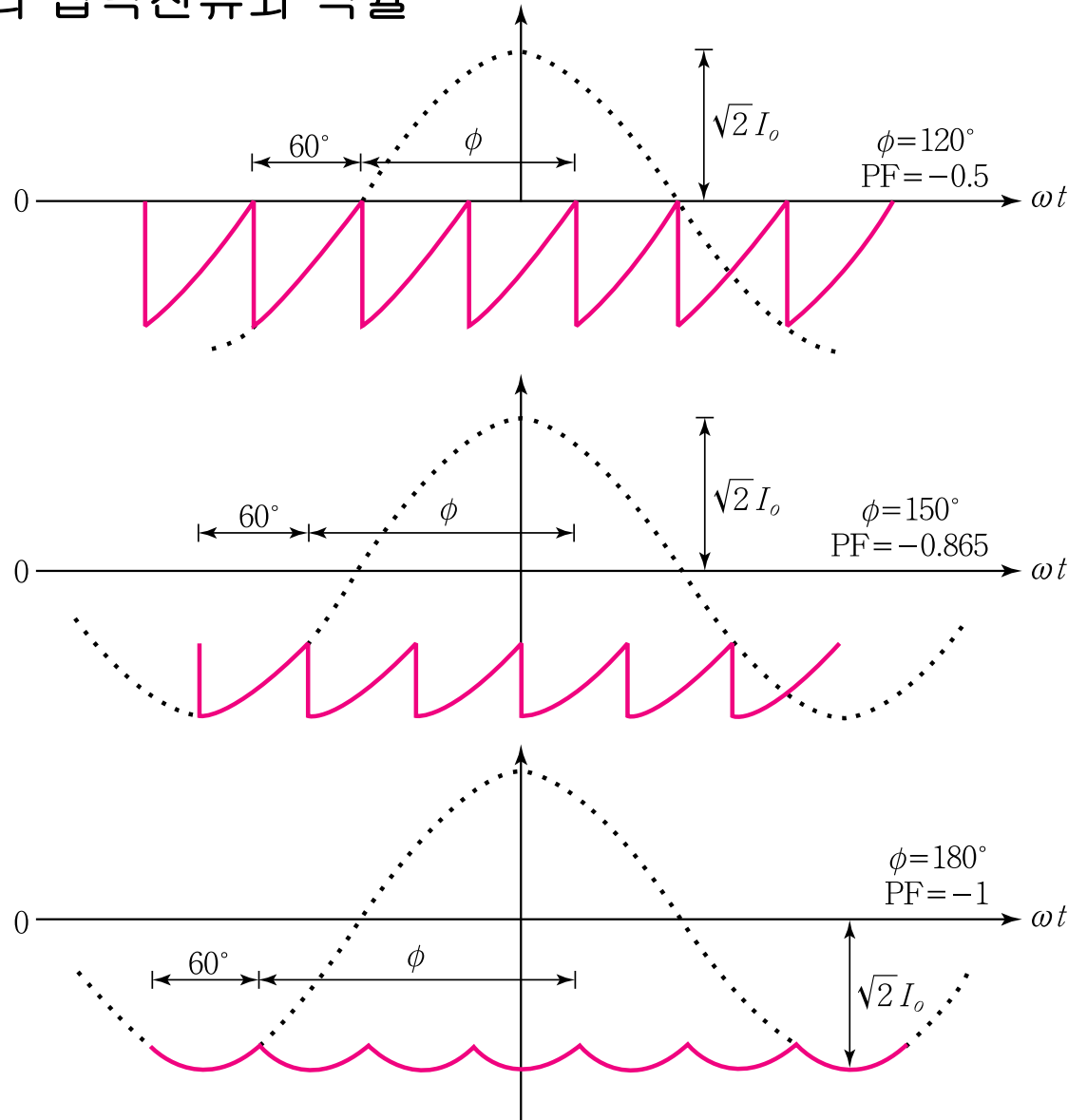
6.4.4 출력전압의 제어: 6-스텝 제어

- 3상인버터의 입력전류와 역률



6.4.4 출력전압의 제어: 6-스텝 제어

- 3상인버터의 입력전류와 역률



6.4.4 출력전압의 제어: 6-스텝 제어

▪ i_{DC} 의 평균값:
$$I_{DC} = \langle i_{DC} \rangle = \frac{1}{\pi/3} \int_{\phi-30^\circ}^{\phi+30^\circ} \sqrt{2}I_o \cos \omega t d(\omega t) = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_o \cos \phi$$

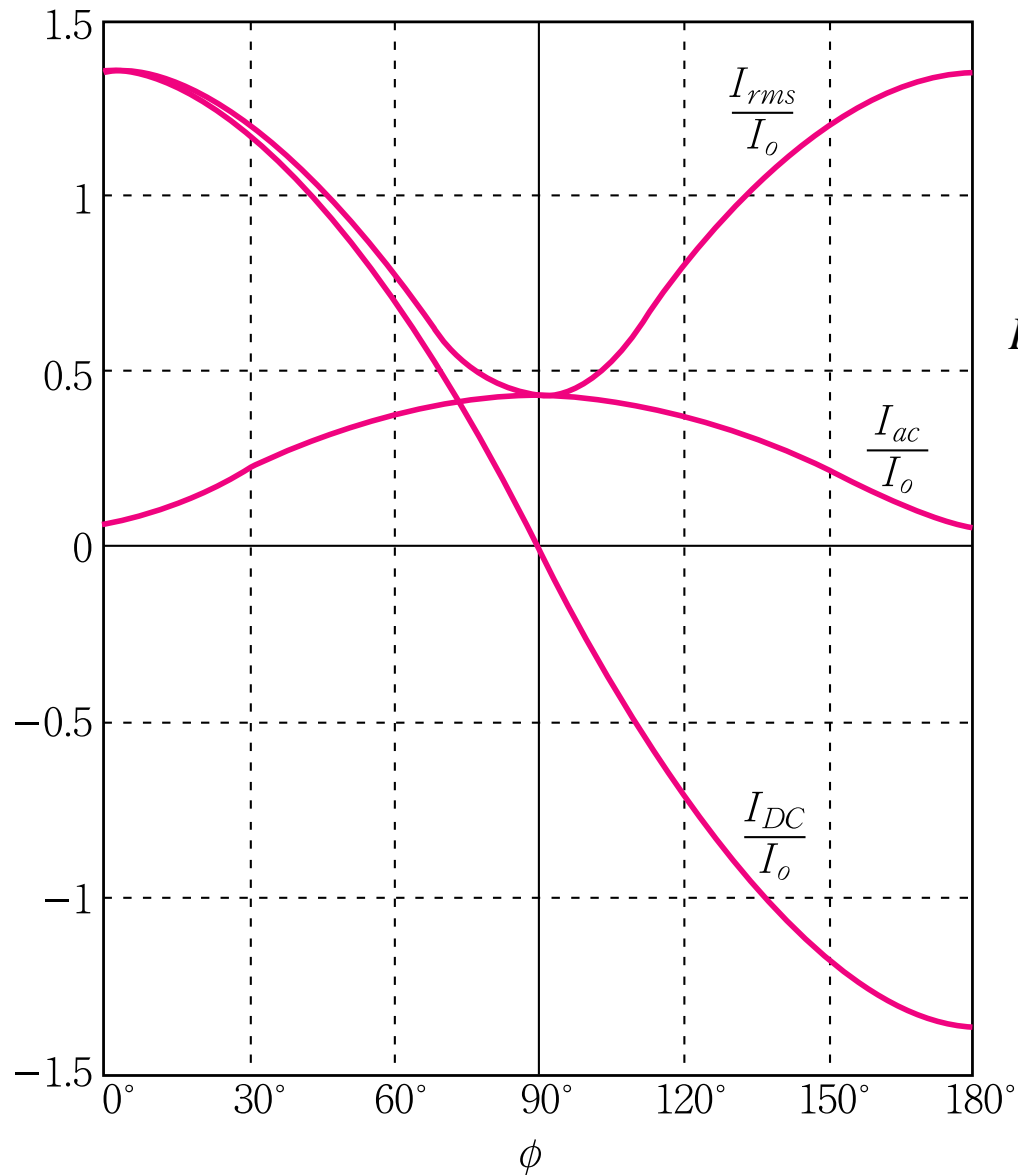
▪ i_{DC} 의 실효값
$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi/3} \int_{\phi-30^\circ}^{\phi+30^\circ} (\sqrt{2}I_o \cos \omega t)^2 d(\omega t)} = I_o \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos 2\phi}$$

▪ i_{DC} 의 성분=직류성분+교류성분 $\rightarrow i_{DC}(t) = I_{DC} + i_{ac}(t)$

▪ i_{DC} 의 교류성분의 실효값:
$$I_{rms}^2 = I_{DC}^2 + I_{ac}^2$$

$$I_{ac} = \sqrt{I_{rms}^2 - I_{DC}^2} = I_o \sqrt{\left(1 - \frac{9}{\pi^2}\right) + \left(\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} - \frac{9}{\pi^2}\right) \cos 2\phi}$$

6.4.4 출력전압의 제어: 6-스텝 제어



$$I_{DC,\max} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_o = 1.350 I_o$$

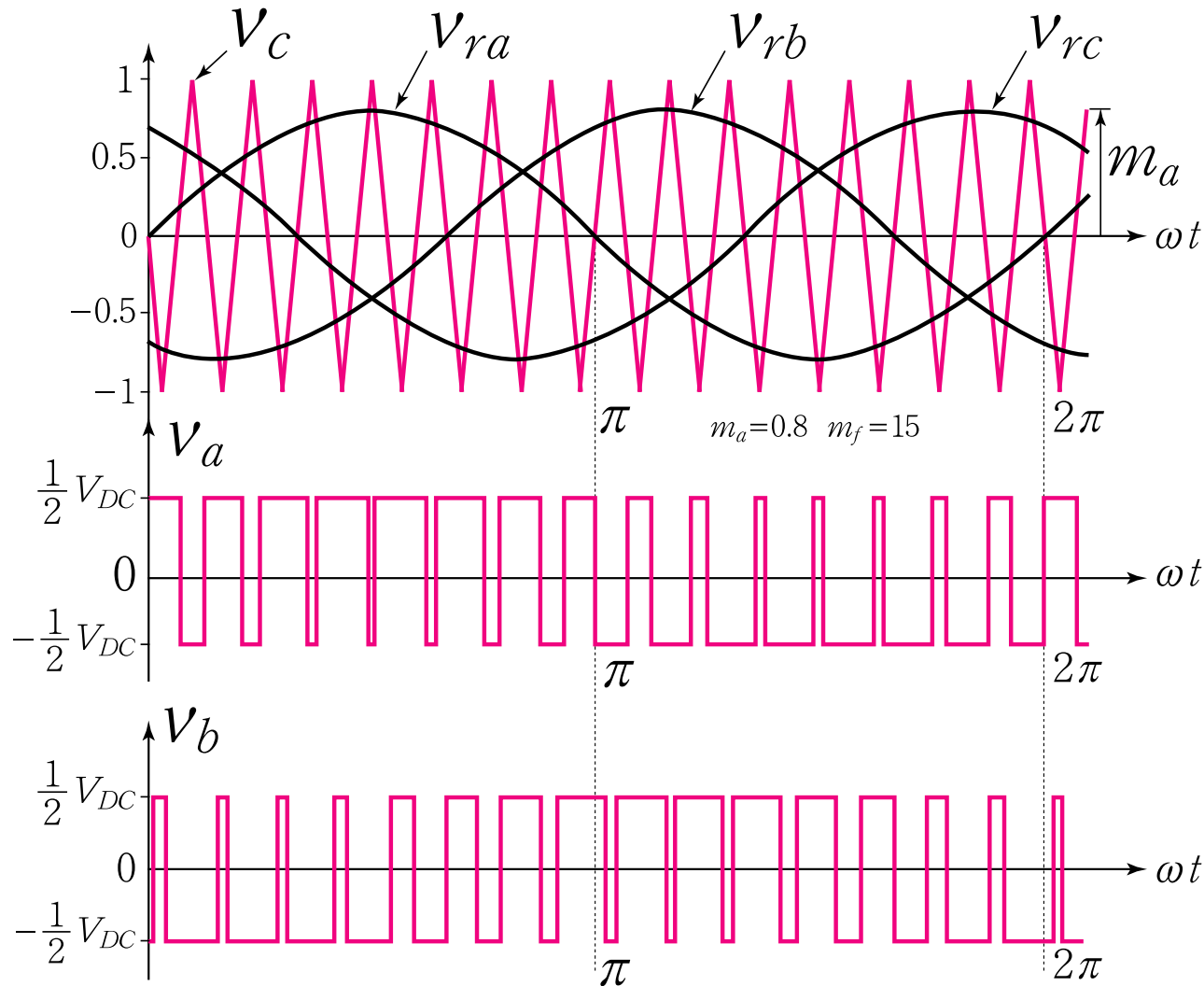
$$I_{rms,\max} = I_o \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}} = 1.352 I_o$$

$$I_{DC,\min} = 0$$

$$I_{rms,\min} = I_o \sqrt{1 - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}} = 0.41 I_o$$

6.4.4 출력전압의 제어: 정현파 PWM 제어

■ 동작원리

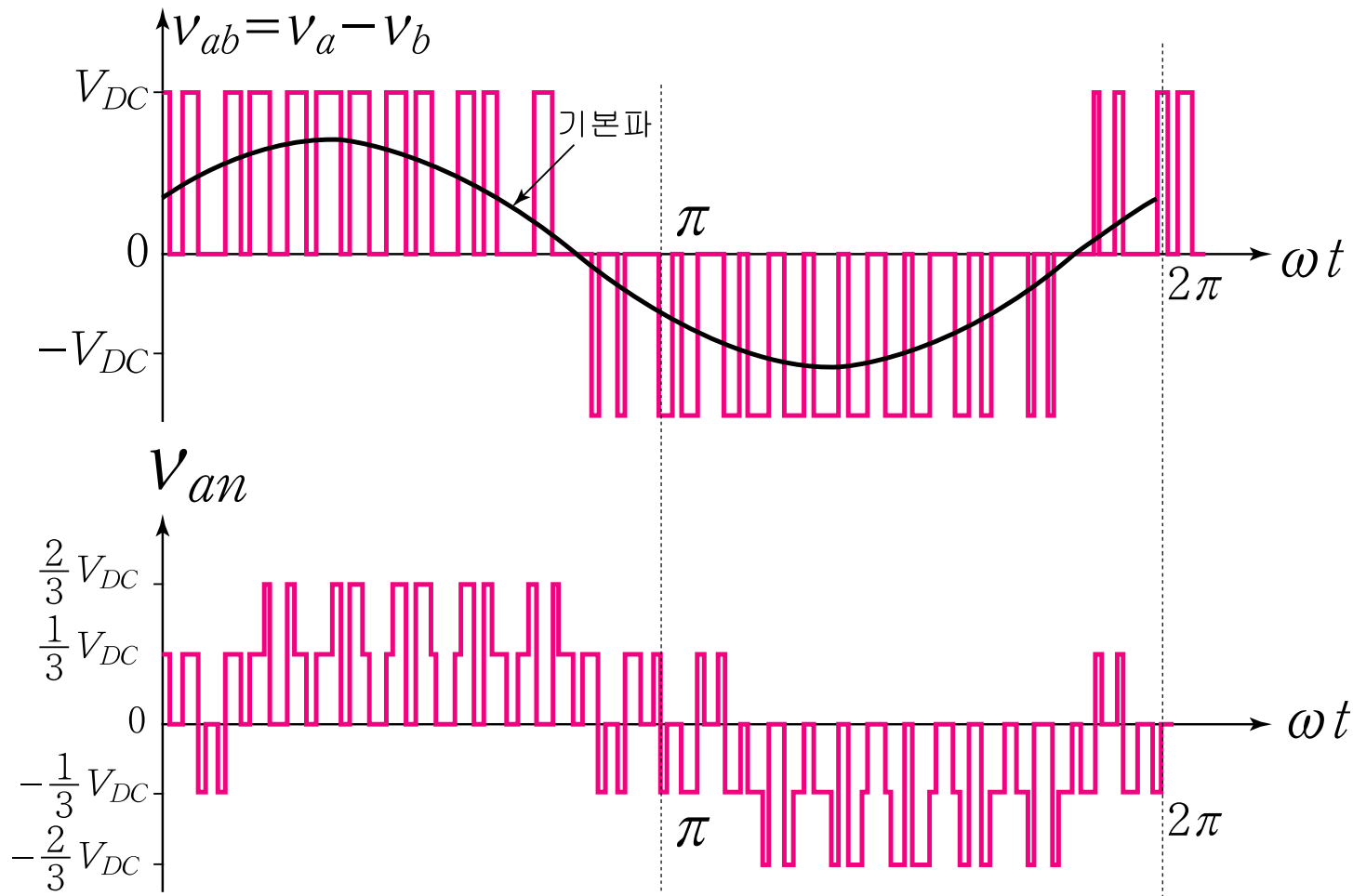


$$m_a = \frac{\text{기준파의 진폭}}{\text{반송파의 진폭}}$$

$$m_f = \frac{\text{반송파의 주파수}}{\text{기준파의 주파수}} = \frac{f_c}{f}$$

6.4.4 출력전압의 제어: 정현파 PWM 제어

■ 동작원리



6.4.4 출력전압의 제어: 정현파 PWM 제어

■ 선형변조시 기본파의 실효값

- 출력상전압: $V_{PO(1)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{DC}}{2} m_a$

- 출력선간전압: $V_{LL(1)} = \sqrt{3} V_{PO(1)} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} V_{DC} m_a$

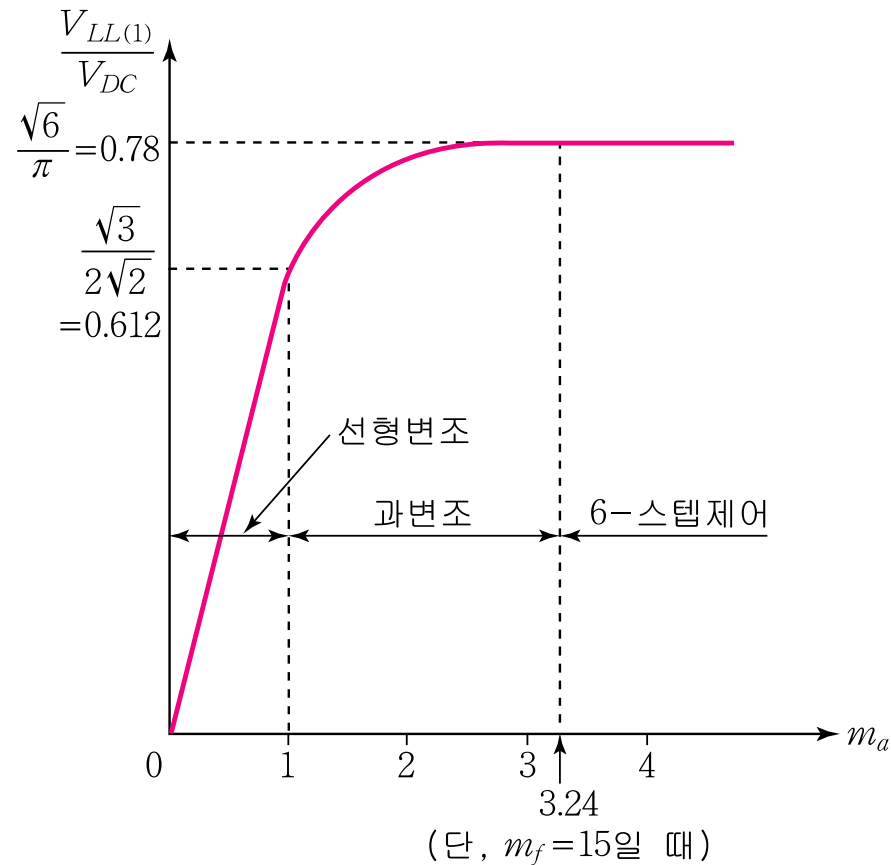
$$V_{LL(1),\max} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} V_{DC} = 0.612 V_{DC}$$

- 부하상전압: $V_{PN(1)} = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{LL(1)} = V_{PO(1)}$

✓ $V_{LL(1),\max}$ 는 6-스텝 제어될 때 얻는 출력선간전압 실효값의 78.6%에 지나지 않는다.

6.4.4 출력전압의 제어: 정현파 PWM 제어

- 3상 인버터의 동작영역과 출력선간전압의 실효값



6.4.4 출력전압의 제어: 정현파 PWM 제어

■ 주파수 변조지수 m_f 의 결정

- 임의의 상의 출력상전압에 포함된 고조파성분의 차수 h 는 $h=Mm_f \pm N$ (단, $M+N=\text{홀수}$)이다.
- 임의의 두 상의 고조파성분은 서로 $(120 \times h)^\circ$ 만큼의 위상차를 갖는다. 그러므로, h 가 3의 배수인 고조파 성분은 서로 동상이 되어 출력선간전압에 나타나지 않는다.

• 3상 정현파 PWM에서는 출력선간전압에 고조파 성분이 최대한 적게 발생하도록, 즉 출력상전압의 더 많은 고조파 성분의 차수가 3의 배수가 되도록 m_f 를 3의 배수 가운데 하나로 정한다.

• 짝수차 고조파는 3상 시스템에 악영향을 미치므로 m_f 는 **3의 배수 가운데 홀수**인 것으로 한다.

✓ 3상 인버터에서는 출력상전압보다 출력선간전압의 고조파 성분이 중요함.
(\because 출력선간전압의 각 고조파 성분이 부하전류의 고조파 성분 결정)

6.4.4 출력전압의 제어: 정현파 PWM 제어

- m_f 의 가 홀수인 3의 배수인 경우 출력선간전압의 고조파 성분

$M = 1$	$M = 2$	$M = 3$	$M = 4$
m_f	$2m_f \pm 1$	$3m_f$	$4m_f \pm 1$
$m_f \pm 2$	$2m_f \pm 3$	$3m_f \pm 2$	$4m_f \pm 3$
$m_f \pm 4$	$2m_f \pm 5$	$3m_f \pm 4$	$4m_f \pm 5$
$m_f \pm 6$	$2m_f \pm 7$	$3m_f \pm 6$	$4m_f \pm 7$
$m_f \pm 8$	$2m_f \pm 9$	$3m_f \pm 8$	$4m_f \pm 9$
...

6.4.4 출력전압의 제어: 공간벡터 PWM

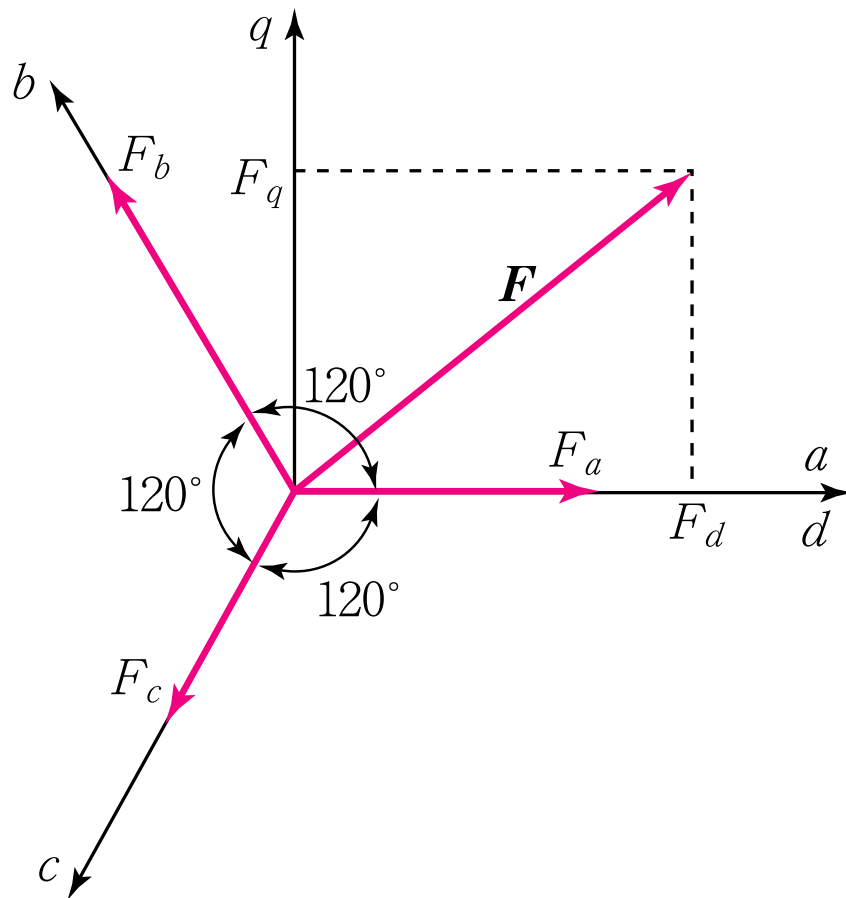
■ 공간벡터 PWM vs. 3상 정현파 PWM

3상 정현파 PWM	공간벡터 PWM
<ul style="list-style-type: none">➤ 3상의 각 폴을 단상하프브리지 인버터처럼 독립적으로 정현파 PWM 하는 방식➤ 한 상의 스위칭 상태를 결정하는데 다른 상의 스위칭 상태를 고려하지 않음.	<ul style="list-style-type: none">➤ 3상의 6개 스위치를 한꺼번에 고려하여 인버터의 스위칭 상태를 이미 계산된 순서와 지속시간에 따라 전환해줌

6.4.4 출력전압의 제어: 공간벡터 PWM

좌표변환과 공간벡터

- 고정좌표 d-q 변환: 3상의 양을 직교하는 2상의 양으로 변환
(단, 3상은 평형 가정, 즉 $F_a + F_b + F_c = 0$)



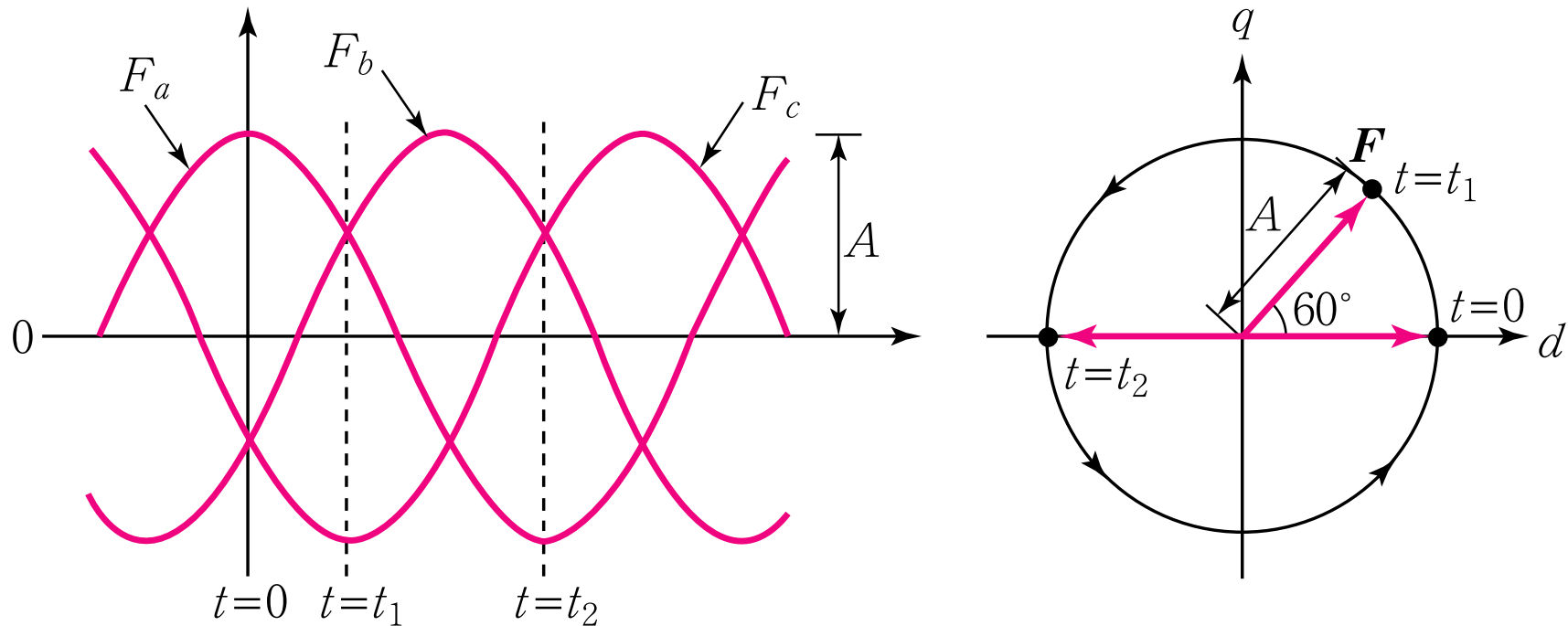
$$F = F_d + jF_q = \frac{2}{3} \left(F_a + F_b e^{j\frac{2}{3}\pi} + F_c e^{-j\frac{2}{3}\pi} \right)$$

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix}$$

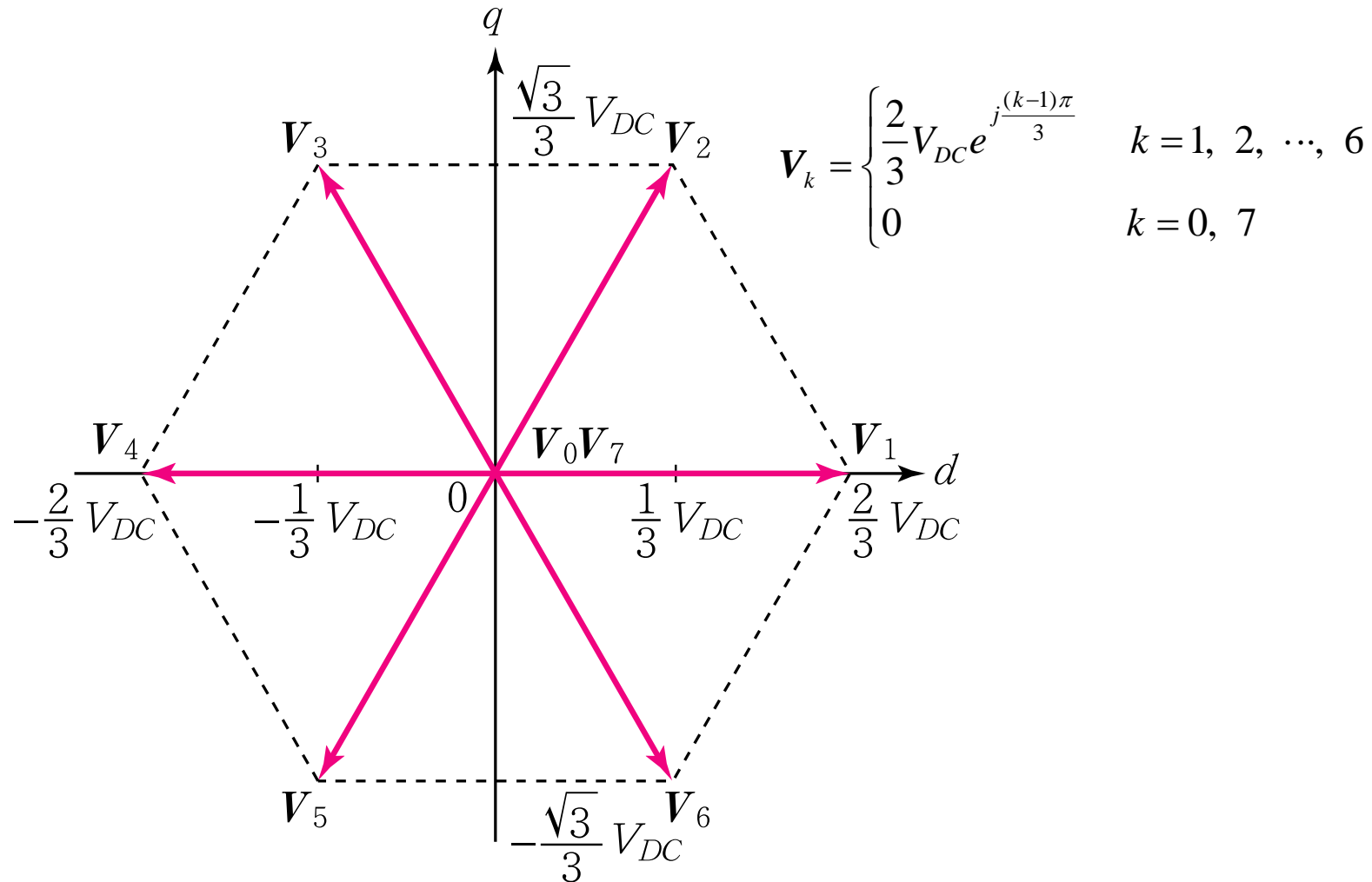
6.4.4 출력전압의 제어: 공간벡터 PWM

- 3상의 정현파와 회전하는 벡터의 대응관계



6.4.4 출력전압의 제어: 공간벡터 PWM

- 공간벡터: 3상 인버터에서 부하상전압을 d-q 변환하여 얻은 벡터



6.4.4 출력전압의 제어: 공간벡터 PWM

■ 3상 인버터의 부하상전압과 공간벡터

인버터 상태 k	스위치 상태 $[S_1 S_2 S_3]$	부하상전압			공간벡터 \mathbf{V}_k ($\mathbf{V}_k = v_d + jv_q$)	
		v_{an}	v_{bn}	v_{cn}	v_d	v_q
0	[0 0 0]	0	0	0	0	0
1	[1 0 0]	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{DC}$
2	[1 1 0]	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	0
3	[0 1 0]	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{DC}$
4	[0 1 1]	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	0
5	[0 0 1]	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}V_{DC}$
6	[1 0 1]	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}V_{DC}$
7	[1 1 1]	0	0	0	0	0

6.4.4 출력전압의 제어: 공간벡터 PWM

- 기본원리: 일정한 시간간격 T_s 동안 기준 부하상전압과 인버터의 부하상전압이 평균적으로 같도록 **공간벡터의 종류**와 각 **공간벡터의 지속시간**을 설정

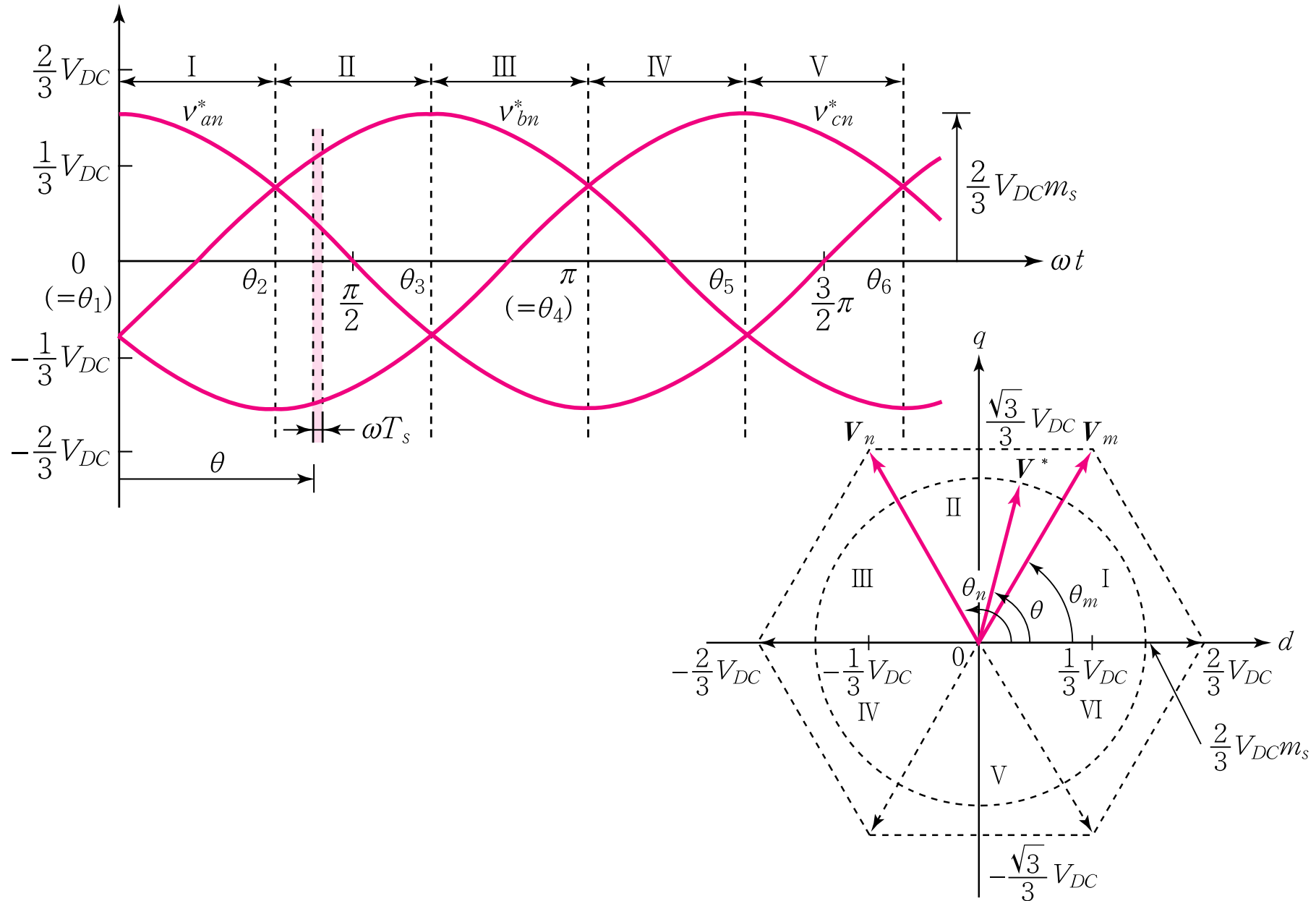
- 기준 부하상전압과 기준벡터

$$\begin{bmatrix} v_{an}^* \\ v_{bn}^* \\ v_{cn}^* \end{bmatrix} = \frac{2}{3} V_{DC} m_s \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad \text{d-q 변환} \quad V^* = \frac{2}{3} V_{DC} m_s e^{j\omega t}$$

- 선택되는 공간벡터의 종류: 기준벡터 V^* 에 가장 인접한 세 벡터 (V_m, V_n, V_z , 여기서 $m < n, z = 0, 7$)
- 선택된 공간벡터의 지속시간: $d_m T_s, d_n T_s, d_z T_s$

$$(d_m \quad d_n \quad d_z) = \begin{pmatrix} \frac{t_m}{T_s} & \frac{t_n}{T_s} & \frac{t_z}{T_s} \end{pmatrix}$$

6.4.4 출력전압의 제어: 공간벡터 PWM



6.4.4 출력전압의 제어: 공간벡터 PWM

- 공간벡터의 지속시간 비율 (d_m, d_n, d_z)의 계산:

➤ T_s 동안 V^* 는 일정하다고 가정

(\because 스위칭주파수 $f_s (=1/T_s) \ll$ 인버터주파수 f $\omega/2\pi$
 $(=1/T=)$))

$$\frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} V^* dt = \frac{1}{T_s} \left(\int_t^{t+t_m} V_m dt + \int_{t+t_m}^{t+t_m+t_n} V_n dt + \int_{t+t_m+t_n}^{t+T_s} V_z dt \right)$$

T_s 동안 V^* 의 평균

T_s 동안 인접한 세 공간벡터의 평균

→

$$T_s V^* = t_m V_m + t_n V_n \quad \text{단, } T_s = t_m + t_n + t_z$$

또는

$$V^* = d_m V_m + d_n V_n \quad \text{단, } 1 = d_m + d_n + d_z$$

6.4.4 출력전압의 제어: 공간벡터 PWM

$$V^* = d_m V_m + d_n V_n \quad \text{단, } 1 = d_m + d_n + d_z$$

: 벡터형식

$$\frac{2}{3}V_{DC}m_s e^{j\theta} = d_m \cdot \frac{2}{3}V_{DC}e^{j\theta_m} + d_n \cdot \frac{2}{3}V_{DC}e^{j\theta_n}$$

실수부와 허수부를 각각 같게 놓아 행렬식으로 정리하면,

$$\begin{bmatrix} m_s \cos \theta \\ m_s \sin \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_m \cos \theta_n \\ \sin \theta_m \sin \theta_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_m \\ d_n \end{bmatrix}$$

$$d_m = m_s \frac{\sin(\theta_n - \theta)}{\sin(\theta_n - \theta_m)} = m_s \frac{\sin(\theta_n - \theta)}{\sin(60^\circ)}$$

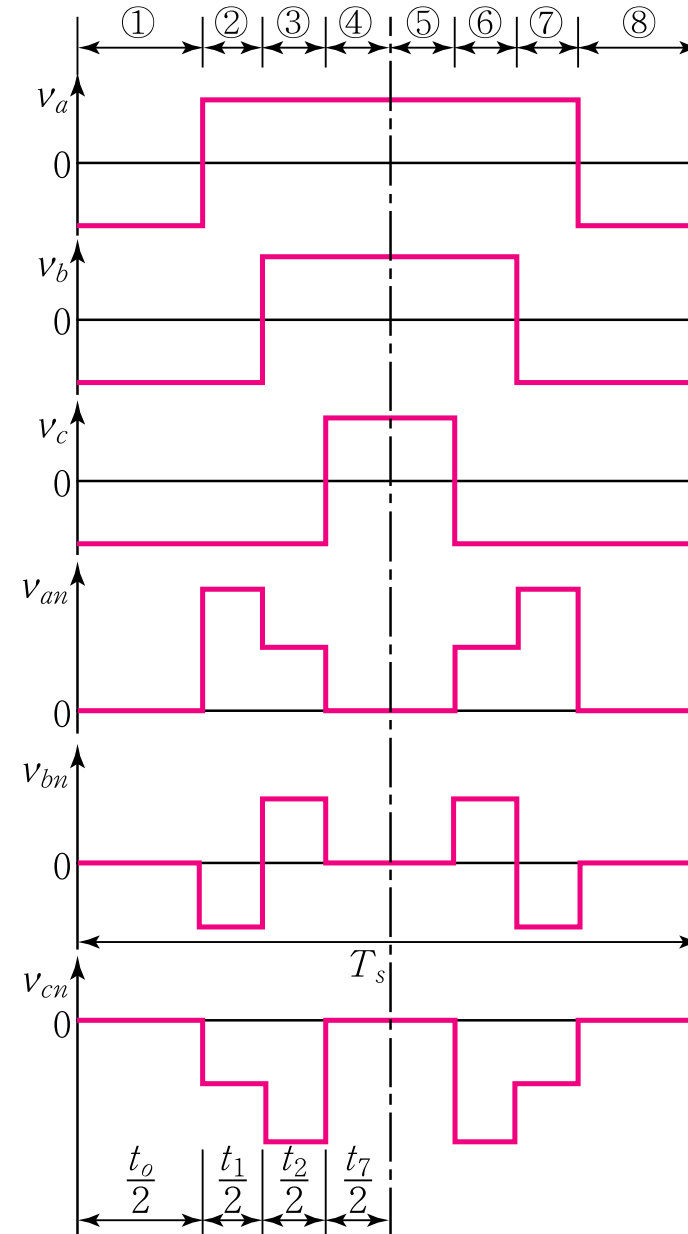
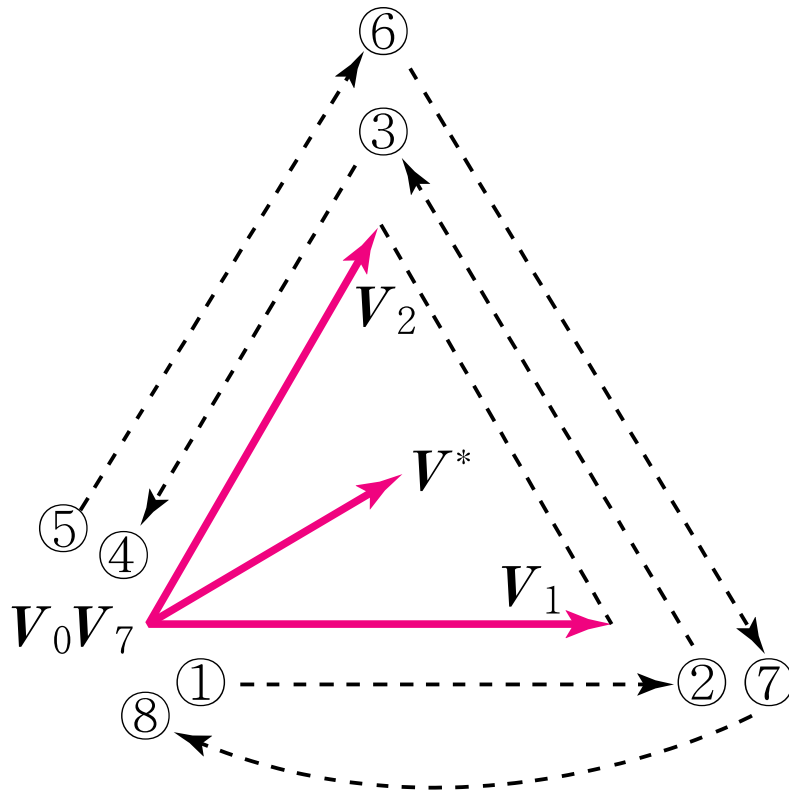
$$d_n = m_s \frac{\sin(\theta - \theta_m)}{\sin(\theta_n - \theta_m)} = m_s \frac{\sin(\theta - \theta_m)}{\sin(60^\circ)}$$

$$d_z = 1 - (d_m + d_n)$$

6.4.4 출력전압의 제어: 공간벡터 PWM

- 인접한 3개 공간벡터의 선택 순서:

나머지 두 폴은 그대로이고,
한 폴의 스위칭 만으로 공간벡터의
상태전환이 이루어지는 순서



6.4.4 출력전압의 제어: 공간벡터 PWM

■ 기본파의 크기

- 공간벡터 PWM에서 부하상전압의 기본파 성분은 기준 부하상전압과 같다.
- 기준벡터의 최대 크기는 기준벡터 궤적이 6각형에 내접하는 원이 될 때이다.



- 공간벡터 PWM 제어되는 인버터에서 부하상전압의 기본파의 최대 실효값:

$$V_{PN(1),\max} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{3}}{3} V_{DC}$$

- 공간벡터 PWM 제어할 때 기본파의 최대 실효값은 6-스텝 제어될 때의 90.7%에 해당하며, 이는 정현파 PWM 시 부하상전압의 기본파 성분이 6-스텝 제어될 때의 78.6%에 지나지 않았던 것에 비추어볼 때, 12.1% 증가한 값이다.

Ref. 인버터의 제어 성능지수

- 제어 성능 지수: 인버터 출력에서의 고조파의 양은 인버터의 제어성능(Control Performance)을 나타내는 지수로 사용될 수 있다.
 - 고조파 손실률 (HLF: Harmonic Loss Factor)
 - 2차 왜곡률 (DF2: 2nd Order Distortion Factor)

✓ 인버터 출력에서 고조파 성분의 양에 대한 평가기준은 응용분야에 따라 다를 수 있다.

고조파 손실률 HLF

- 고조파 손실률 HLF :
$$HLF = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n}\right)^2} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \cdot \left(\frac{V_n}{V_1}\right)^2}$$
 - V_1 : 부하상전압(or 출력선간전압)의 기본파의 실효값
 - V_n : 부하상전압(or 출력선간전압)의 n 차 고조파의 실효값
- HLF 는 가변속 AC 전동기 구동시스템(V/f 일정 제어)에 응용되는 인버터의 출력전류에서의 고조파의 양을 가늠하는 성능지수이다.
 - ✓ 가변속 AC 전동기 구동시스템에서 인버터 출력전류의 고조파 성분들은 시스템 성능저하의 문제를 일으키므로, 전류 고조파의 양을 최소로 하는 것이 바람직하다.

고조파 손실률의 정의

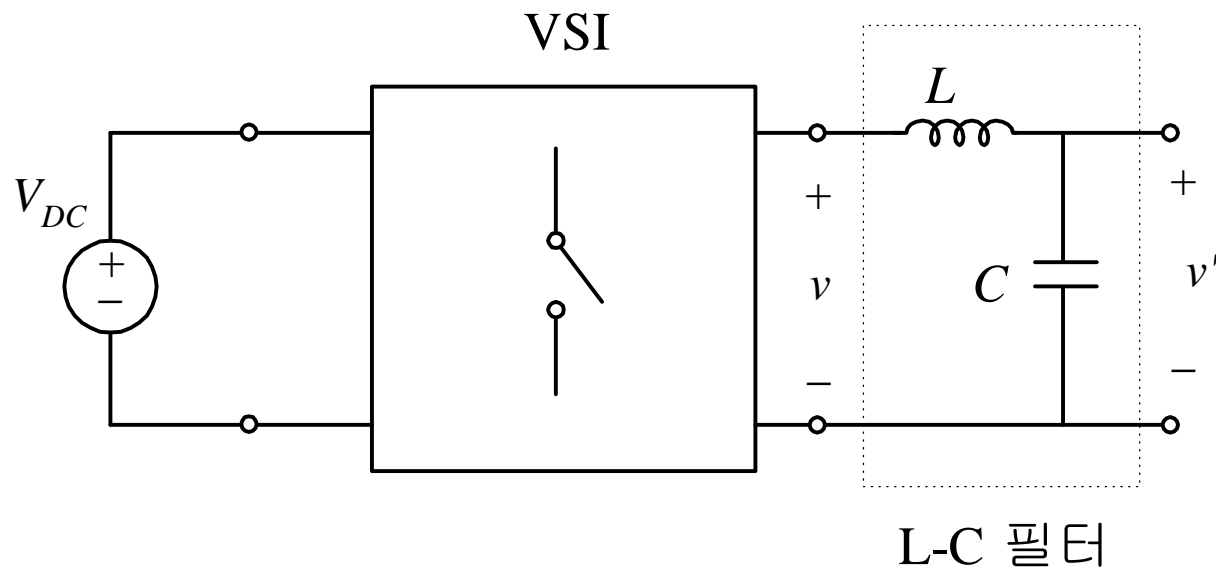
$$I_H = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad \longleftarrow \quad I_n = \frac{V_n}{2\pi n f L_e}$$
$$= \frac{1}{2\pi f L_e} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n}\right)^2} \quad \longleftarrow \quad \frac{V_1}{f} = k = \text{일정}$$

$$\therefore I_H = \frac{k}{2\pi L_e} \cdot \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n}\right)^2} = \frac{k}{2\pi L_e} \cdot HLF$$

- V_1 : 부하상전압의 기본파의 실효값
- V_n : 부하상전압의 n 차 고조파의 실효값
- I_n : 선전류의 n 차 고조파의 실효값
- I_H : 전체 고조파 전류의 실효값
- f : 인버터의 동작주파수, 즉 기본파의 주파수
- L_e : 전동기 상당 등가적 누설 인덕턴스

2차 왜곡률 DF_2

▪ L - C 필터와 인버터 :



- DF_2 는 인버터 출력측에 L-C필터 갖는 응용에서 필터의 존재를 고려하여 **필터링 후의 출력전압**에 대한 전고조파왜율 (Total Harmonic Distortion), $\mathbf{THD_v}$ 를 가늠하는 성능지수이다.

2차 왜곡률 DF_2 (2)

- L - C 필터의 입출력 전압 관계식 :

$$\frac{V_n'}{V_1} = \left| \frac{\frac{1}{jn\omega C}}{jn\omega L + \frac{1}{jn\omega C}} \right| = \left| \frac{1}{1 - n^2\omega^2 LC} \right| = \frac{k^2}{|k^2 - n^2|}$$

- 출력파형 v' 의 전고조파왜율 $THD_{v'}$ 와 2차 왜곡률 DF_2 :

$$\begin{aligned} THD_{v'} &= \frac{1}{V_1'} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (V_n')^2} \\ &= \frac{|k^2 - 1|}{k^2 V_1} \cdot \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{k^2 V_n}{k^2 - n^2} \right)^2} \\ &= \frac{|k^2 - 1|}{V_1} \cdot \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2 - k^2} \right)^2} \end{aligned} \quad \xrightarrow{\begin{array}{l} k^2 - 1 \cong k^2 \\ n^2 - k^2 \cong n^2 \end{array}} \quad \begin{aligned} THD_{v'} &\cong k^2 \cdot \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2} \right)^2} \\ &= k^2 \cdot DF_2 \\ DF_2 &\equiv \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2} \right)^2} \\ &= \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{n^4} \cdot \left(\frac{V_n}{V_1} \right)^2} \end{aligned}$$

The End of Ch.6

