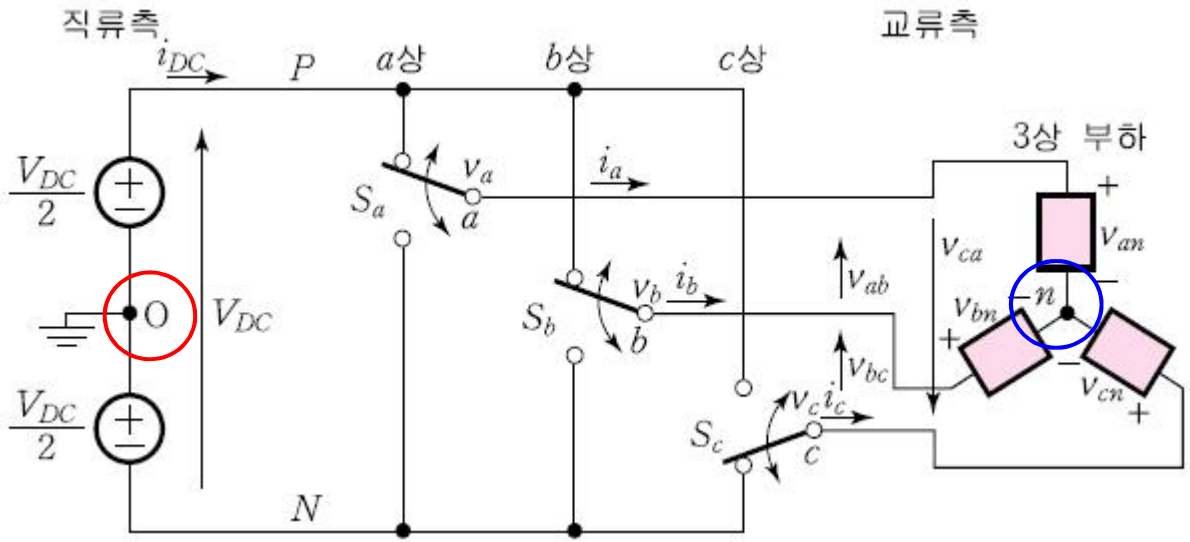
6. PWM 인버터

6-5. 3상 인버터

3상 인버터

- **기능 및 동작원리 :**



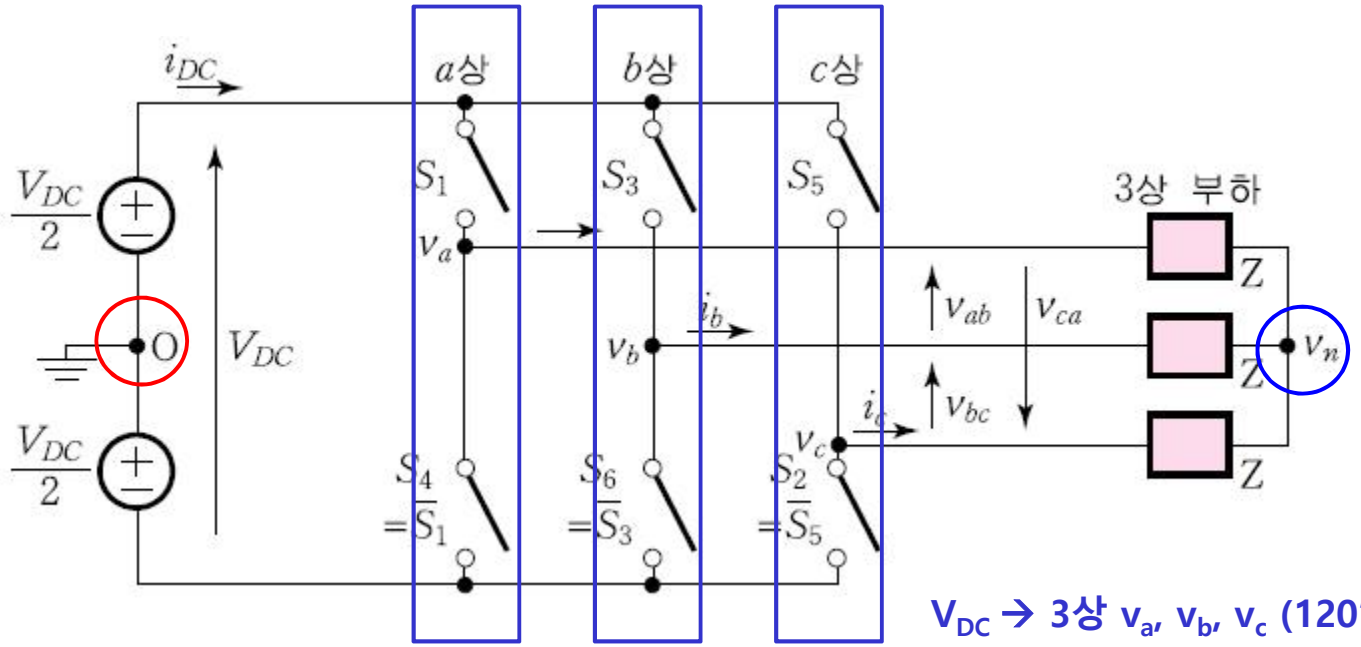
$$(\text{출력상전압} = v_a,\ v_b,\ v_c) \in \left\{ \frac{V_{DC}}{2},\ -\frac{V_{DC}}{2} \right\}$$

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

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

3상 인버터

- 6개의 스위치로 구성된 3상 인버터

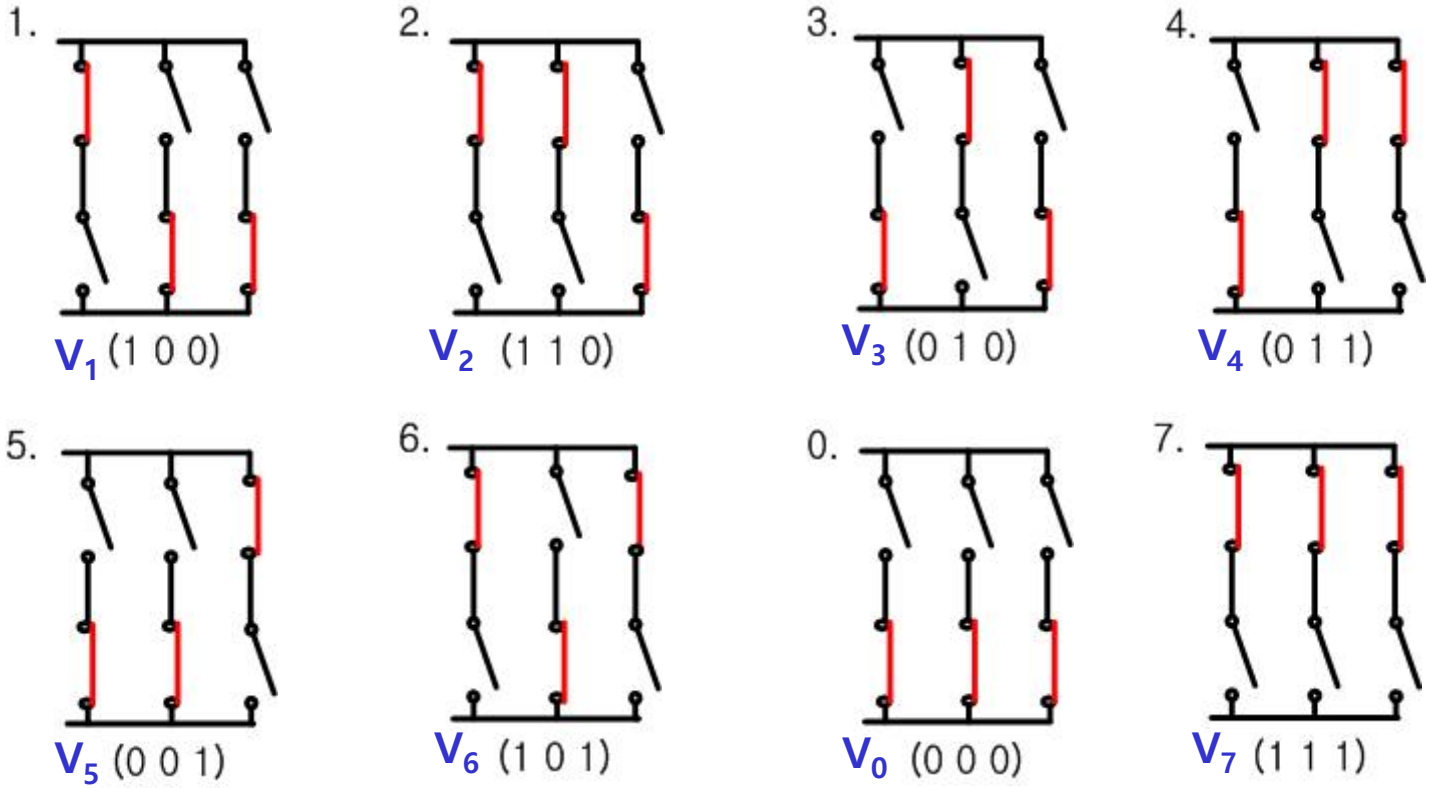


V_{DC} → 3상 v_a, v_b, v_c (120′ 위상차)

S_1-S_4, S_3-S_6, S_5-S_2는 서로 complementary switching (서로 반대임)

3상 인버터의 스위칭 상태

- 가능한 출력 상전압 (8개)

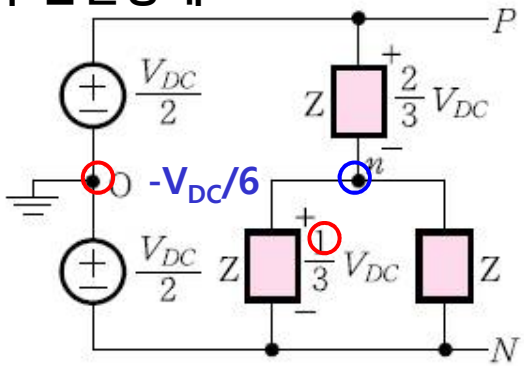


(a) Vector 1, 3, 5 (b) vector 2, 4, 6 (c) vector 7 (d) vector 0

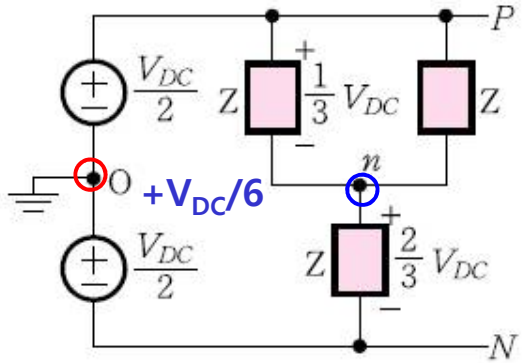
active vector : 1, 2, 3, 4, 5, 6 : zero vector (영벡터) : 0, 7

부하상전압

- 3상 부하의 연결상태

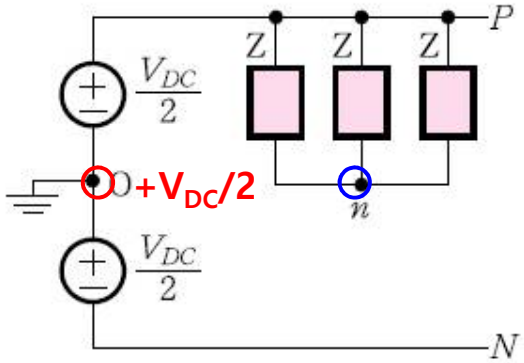


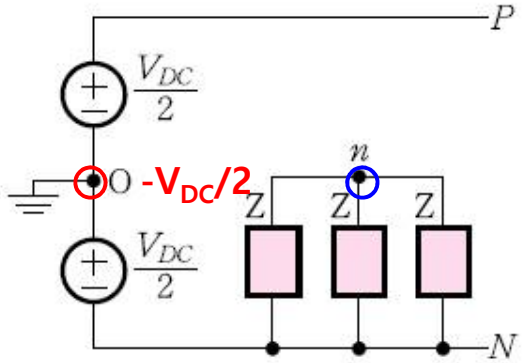
Vector 1, 3, 5



vector 2, 4, 6

Vector 7





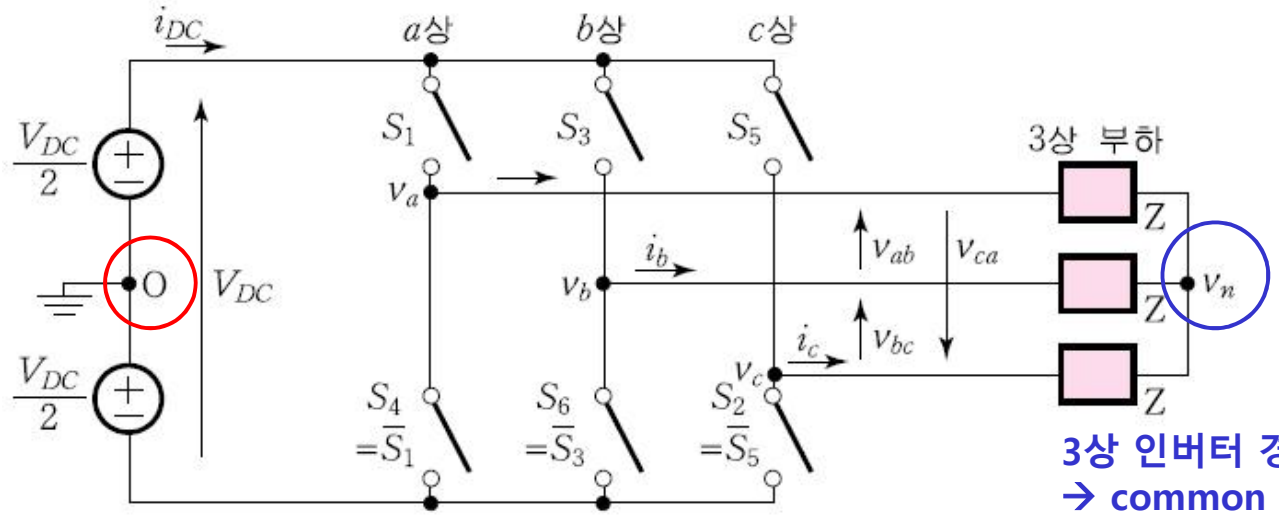
Vector 0

✓ o점을 기준으로 한 *n*점의 전위 (v_{no}) 는 3상 부하의 연결상태에 따라 -V_{DC}/6, +V_{DC}/6, +V_{DC}/2, -V_{DC}/2 가운데 하나가 된다.

3상 인버터의 스위칭 상태

	출력상전압			출력선간전압			부하상전압		
	v_a	v_b	v_c	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}
V_0	−	−	−	0	0	0	0	0	0
V_1	+	−	−	++	0	−−	++	−	−
V_2	+	+	−	0	++	−−	+	+	−−
V_3	−	+	−	−−	++	0	−	++	−
V_4	−	+	+	−−	0	++	−−	+	+
V_5	−	−	+	0	−−	++	−	−	++
V_6	+	−	+	++	−−	0	+	−−	+
V_7	+	+	+	0	0	0	0	0	0
	$(+) = V_{DC}/2$ $(-) = -V_{DC}/2$			$(++) = V_{DC}$ $(--) = -V_{DC}$ $(0) = 0$			$(++) = 2V_{DC}/3$ $(--) = -2V_{DC}/3$ $(+) = V_{DC}/3$ $(-) = -V_{DC}/3$ $(0) = 0$		

입출력 특성: 출력전압



3상 인버터 경우에 v_{no}가 발생
→ common mode voltage

3상 부하는 balance 부하 ➔ $i_a+i_b+i_c = 0$

$$v_a = Zi_a + v_n = v_{an} + v_n$$
$$v_b = Zi_b + v_n = v_{bn} + v_n$$
$$+ \quad v_c = Zi_c + v_n = v_{cn} + v_n$$
$$v_a + v_b + v_c = Z(i_a + i_b + i_c) + 3v_n$$

$$v_n = \frac{v_a + v_b + v_c}{3}$$

$$v_a, v_b, v_c \in \left\{ \frac{V_{DC}}{2}, -\frac{V_{DC}}{2} \right\}$$

$$v_{an} = v_a - v_n = v_a - \frac{v_a + v_b + v_c}{3} = \frac{2}{3}v_a - \frac{1}{3}v_b - \frac{1}{3}v_c$$

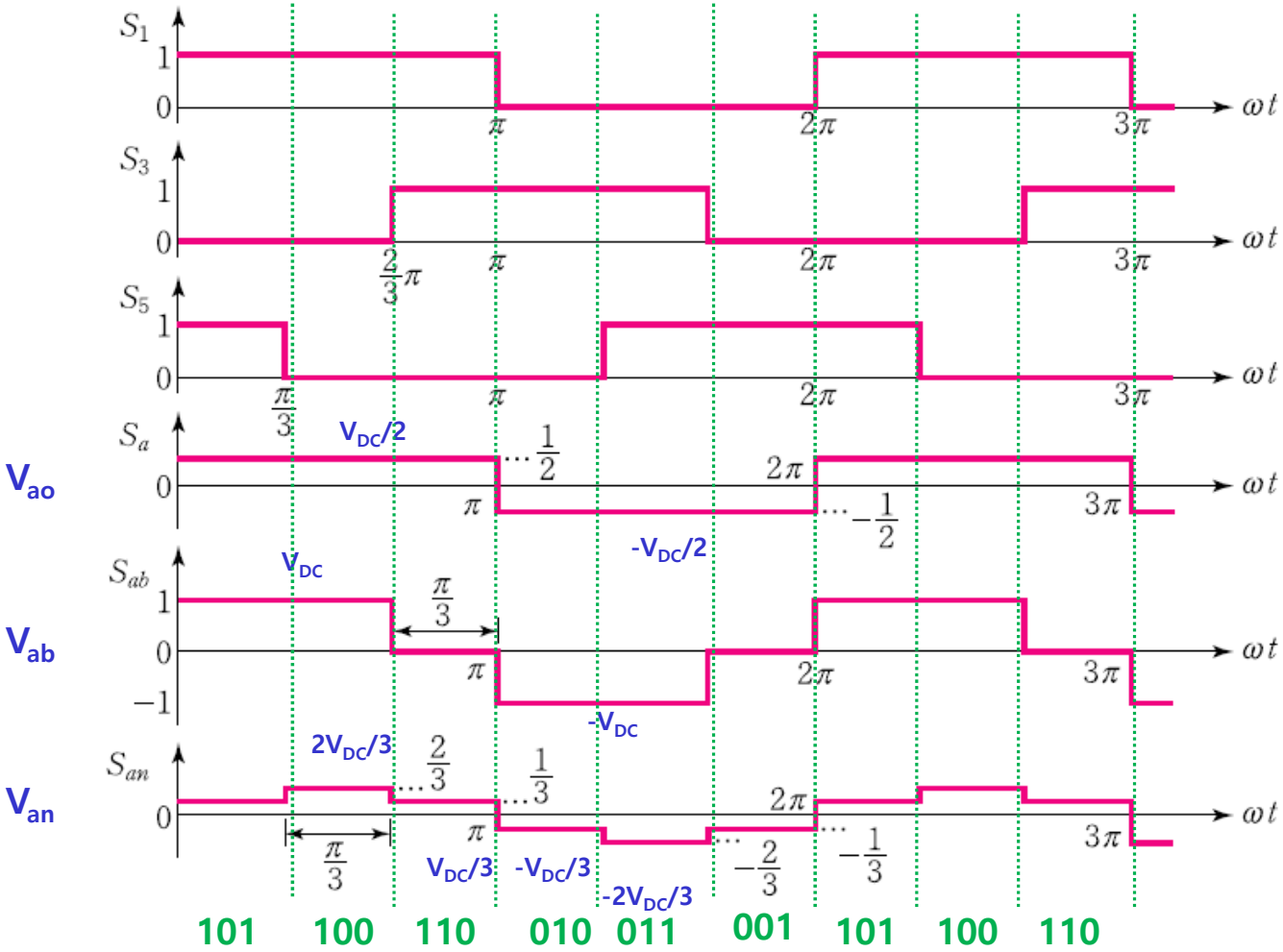
$$v_{bn} = v_b - v_n = v_b - \frac{v_a + v_b + v_c}{3} = \frac{2}{3}v_b - \frac{1}{3}v_a - \frac{1}{3}v_c$$

$$v_{cn} = v_c - v_n = v_c - \frac{v_a + v_b + v_c}{3} = \frac{2}{3}v_c - \frac{1}{3}v_b - \frac{1}{3}v_a$$

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

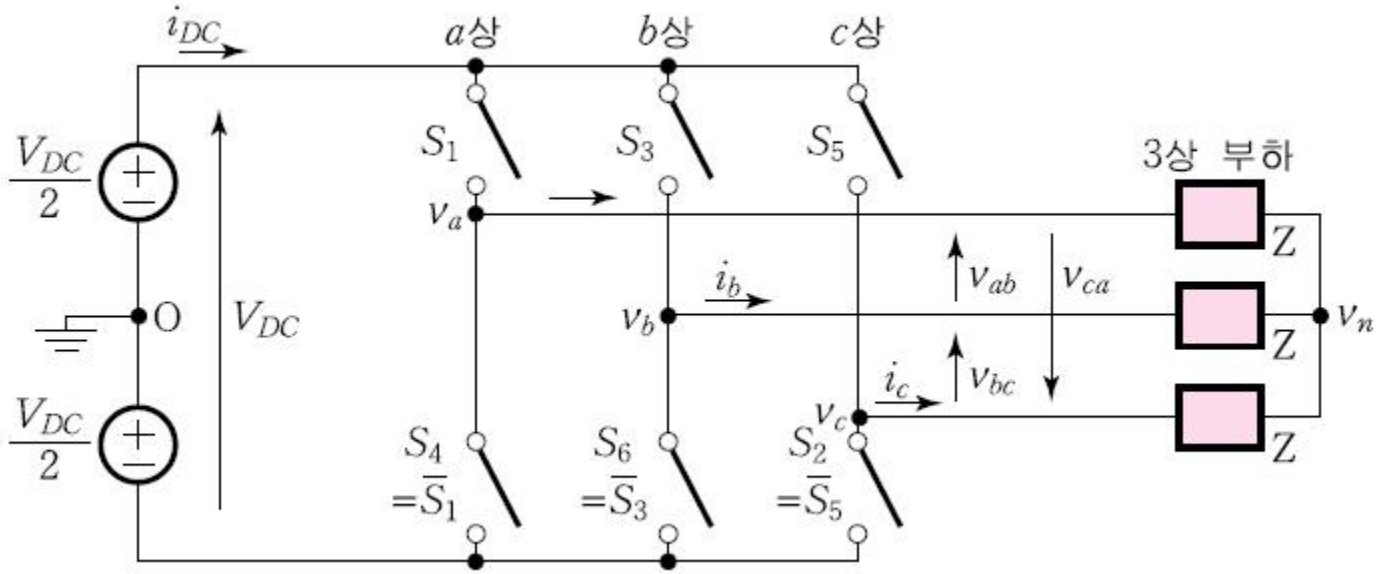
입출력 특성: 출력전압

- 3상 인버터의 스위칭함수:



입출력 특성: 입력전류

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



$$i_{DC} = S_1 i_a + S_3 i_b + S_5 i_c - \frac{1}{2}(i_a + i_b + i_c) = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c$$

3상 인버터의 이상적인 동작

- **이상적인 출력 상전압과 부하전류 :**

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

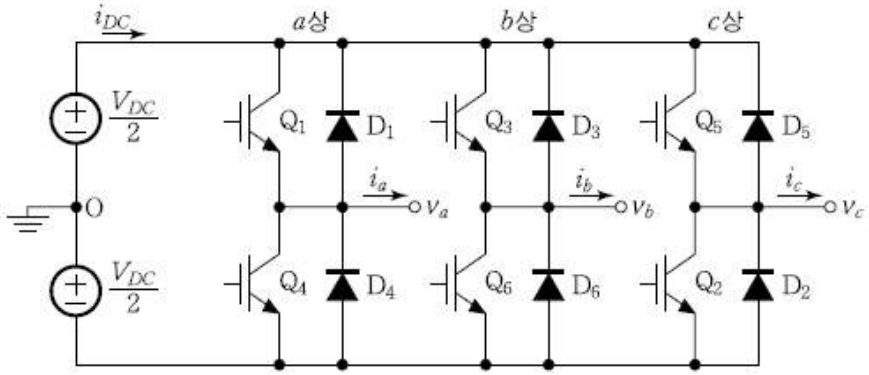
- **출력전력 :** $p_o = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = 3V_o I_o \cos\phi = 일정$
- **입력전력:** $p_i = V_{DC} i_{DC} = p_o$ **이므로**
- **직류측 입력전류 :** $i_{DC} = \dfrac{p_o}{V_{DC}} = \dfrac{3V_o I_o}{V_{DC}} \cos\phi = 일정$

✓ **3상 인버터의 출력파형이 정현파인 이상적인 경우 직류측 입력전류는 순시적으로 항상 일정한 값이 된다.**

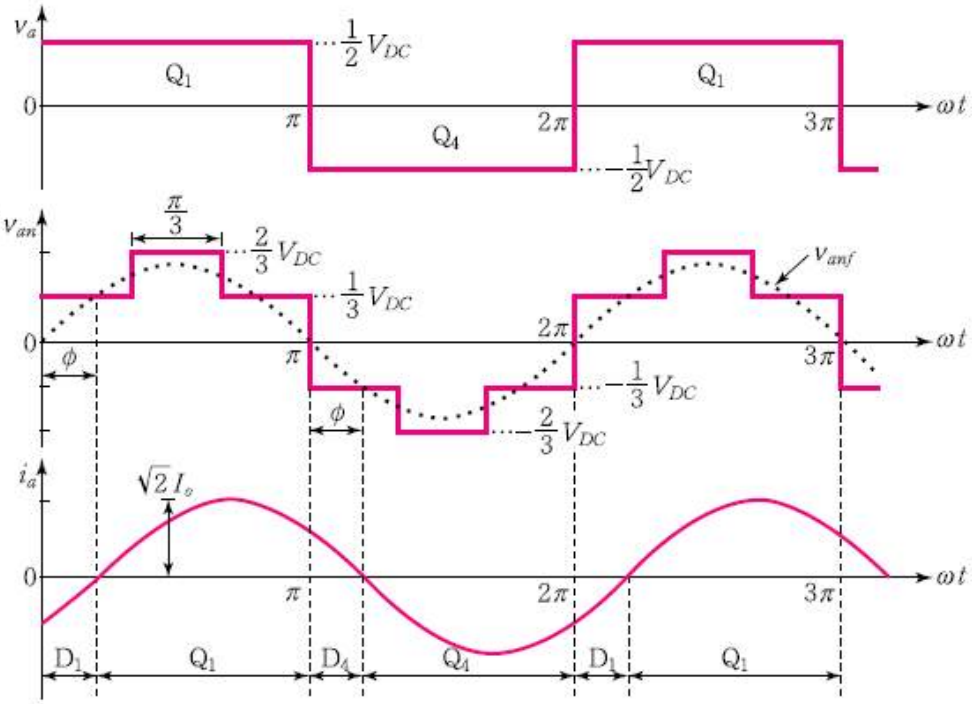
✓ **단상 풀브리지 인버터에서는 출력파형이 정현파인 이상적인 경우 직류측 입력전류에 기본주파수의 2배 주파수의 교류성분이 포함되어 있다.**

3상 인버터의 회로구성

- 회로구성



- 동작파형 :



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

스위치 및 다이오드의 전류의 실효값

- **일반적인 경우 :** Q_1-D_1은 반주기동안 양의 전류를 Q_4-D_4는 음의 전류가 흐른다.

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

$$I_{rms}(D_1) = I_{rms}(D_4) = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{0}^{\phi} i_a^2 d(\omega t)}$$

$$\rightarrow \quad I^2{}_{rms}(Q_1) + I^2{}_{rms}(D_1) = \frac{1}{2\pi}\int_{0}^{\pi} i_a^2 d(\omega t)$$

- **부하전류가 정현파인 경우 :**

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

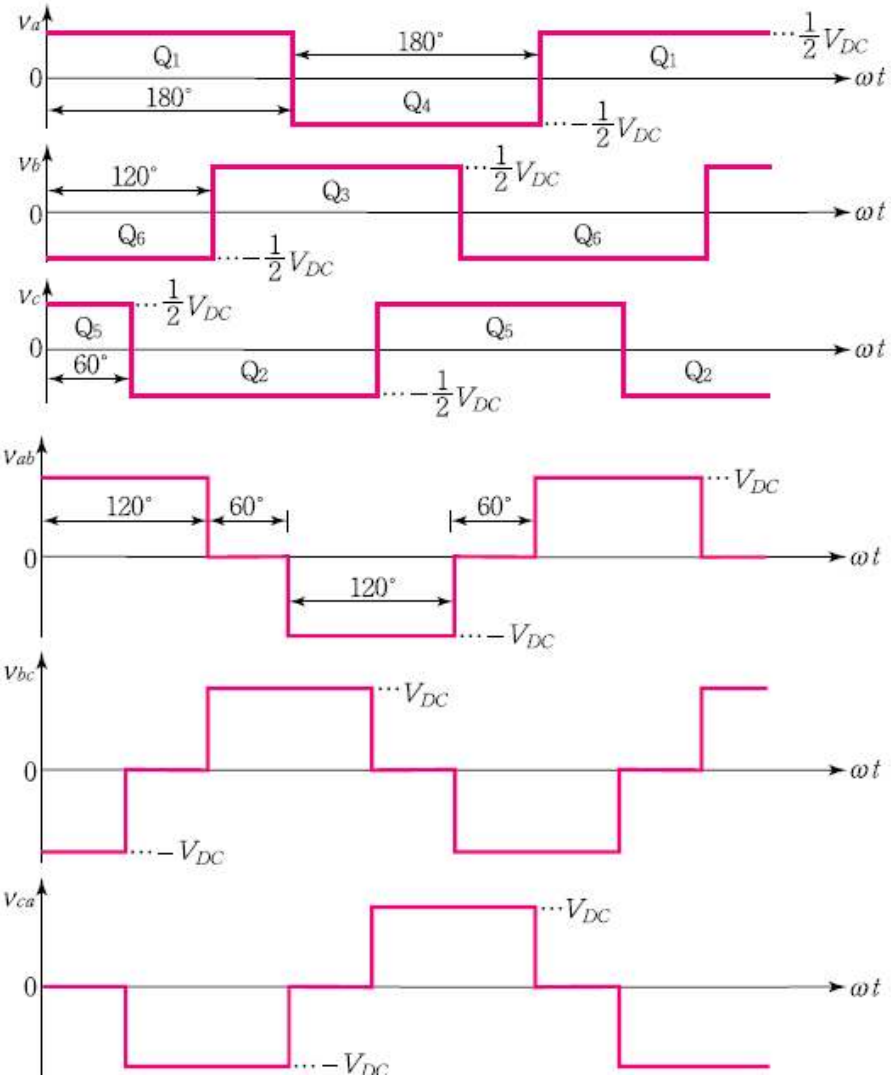
$$I_{rms}(D_1) = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{0}^{\phi}[\sqrt{2}I_o \sin(\omega t - \phi)]^2 d(\omega t)} = I_o\sqrt{\frac{1}{2\pi}\left[\phi - \frac{1}{2}\sin(2\phi)\right]}$$

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

✓ 스위치와 다이오드의 전류의 실효값은 부하의 역률에 따라 정해진다.

출력전압의 제어: 6-스텝 제어

- 출력상전압 :



각 폴의 상단, 하단 스위치는 180' complementary switching
각 폴은 120' 위상차

- 출력선간전압 :

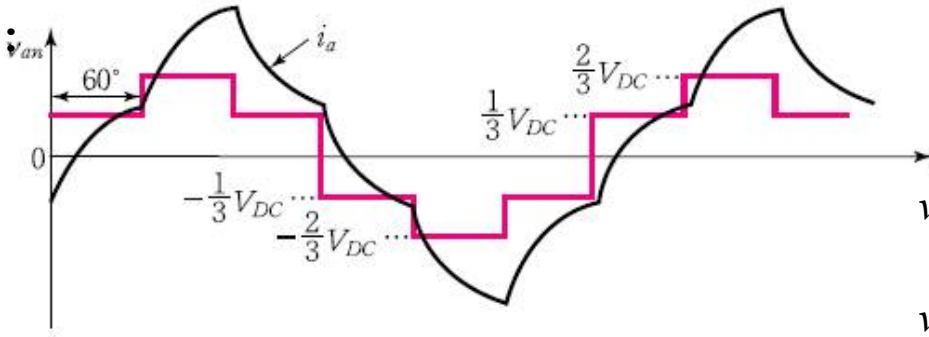
v_{ab}는 v_a를 30' lead한다.

$$v_{ab} = v_a - v_b$$
$$v_{bc} = v_b - v_c$$
$$v_{ca} = v_c - v_a$$

출력전압의 제어: 6-스텝 제어

- **부하상전압과 상전류 :**

  - v_{an}은 60′ 구간씩 6 차례 단계로 변한다.
  → 6 STEP 제어
  - v_a와 v_{an}은 동상 (in phase)



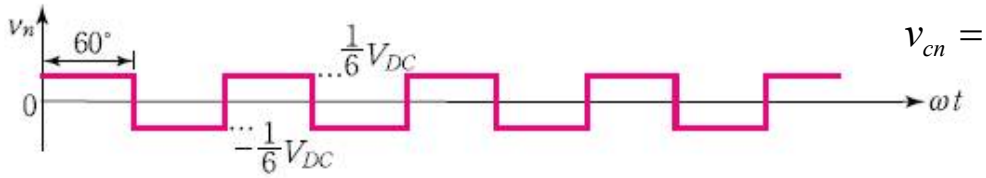
$$v_{an} = \frac{2}{3}v_a - \frac{1}{3}v_b - \frac{1}{3}v_c$$

$$v_{bn} = \frac{2}{3}v_b - \frac{1}{3}v_a - \frac{1}{3}v_c$$

$$v_{cn} = \frac{2}{3}v_c - \frac{1}{3}v_b - \frac{1}{3}v_a$$

- **부하중성점의 전압 :**

  - $v_{DC}/6$의 구형파
  - 출력주파수의 3배



$$v_n = \frac{v_a + v_b + v_c}{3} \neq 0$$

- **제어특성:**

  기본파의 크기-제어불가

  기본파의 주파수-제어가능

  고조파 성분-제어불가

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

출력파형의 주파수 해석

- **출력상전압 :**

$$v_a = \frac{2V_{DC}}{\pi}\sum_{n=1,3,5\cdots}^{\infty}\frac{1}{n}\sin n\omega t = \frac{2V_{DC}}{\pi}\left[\sin\omega t + \frac{1}{3}\sin 3\omega t + \frac{1}{5}\sin 5\omega t\cdots\right]$$

  - **3차 고조파 존재**

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

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

- **출력선간전압 :**

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

$$v_{bc} = v_b - v_c = \frac{4V_{DC}}{\pi}\sum_{n=1,3,5\cdots}^{\infty}\frac{1}{n}\cos\frac{n\pi}{6}\sin n(\omega t - \frac{\pi}{2})$$

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

✓ **출력선간전압 : *n*= 3, 9 … 에서 0 (cos(π/2) = 0)**

출력파형의 주파수 해석

- **출력선간전압 :**

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

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

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

- 출력선간전압은 **6k±1 (k=정수)** 차수의 고조파 성분만을 포함한다.

출력파형의 주파수 해석

- **부하상전압 :**

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

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

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

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

- **부하중성점의 전위 :**

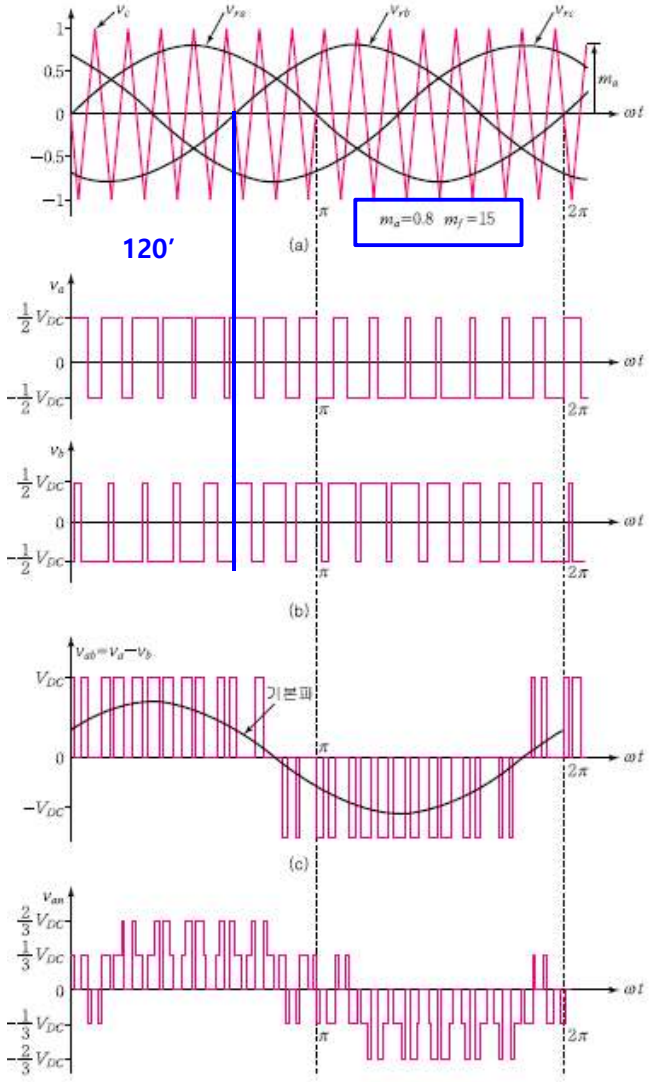
$$v_n = \frac{4}{\pi} \cdot \left(\frac{V_{DC}}{6}\right) \sum_{n=1,3,5,\cdots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin 3n\omega t$$

출력파형의 실효값

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

출력전압의 제어: 정현파 PWM 제어

- 동작원리



$$v_{ra} = m_a \sin \omega t$$

$$v_{rb} = m_a \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})$$

$$v_{rc} = m_a \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3})$$

m_f : a multiple of 3 (odd)

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

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

정현파 PWM 제어:기본파 성분

- **선형변조시 기본파의 실효값**

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

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

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

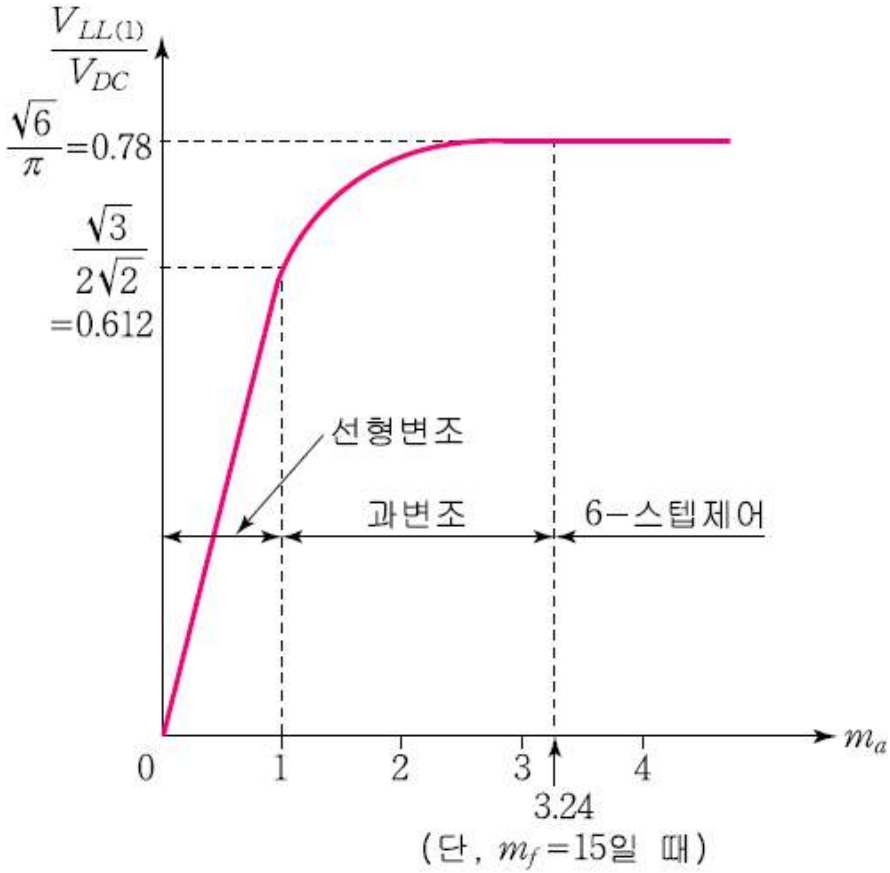
  - **부하상전압:** $$V_{PN(1)} = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{LL(1)} = V_{PO(1)}$$

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

  - **6-스텝 출력선간전압:** $$V_{LL(1)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{3} \frac{2V_{DC}}{\pi} = \boxed{\frac{\sqrt{6} V_{DC}}{\pi}}$$

정현파 PWM 제어:기본파 성분

- 3상 인버터의 동작영역과 출력 선간전압의 실효값



정현파 PWM 제어: 고조파 성분

- 주파수 변조지수 m_f의 결정

• 임의의 상의 출력상전압에 포함된 고조파성분의 차수 h는 $h=Mm_f \pm N$
(단, $M+N$=홀수)이다.

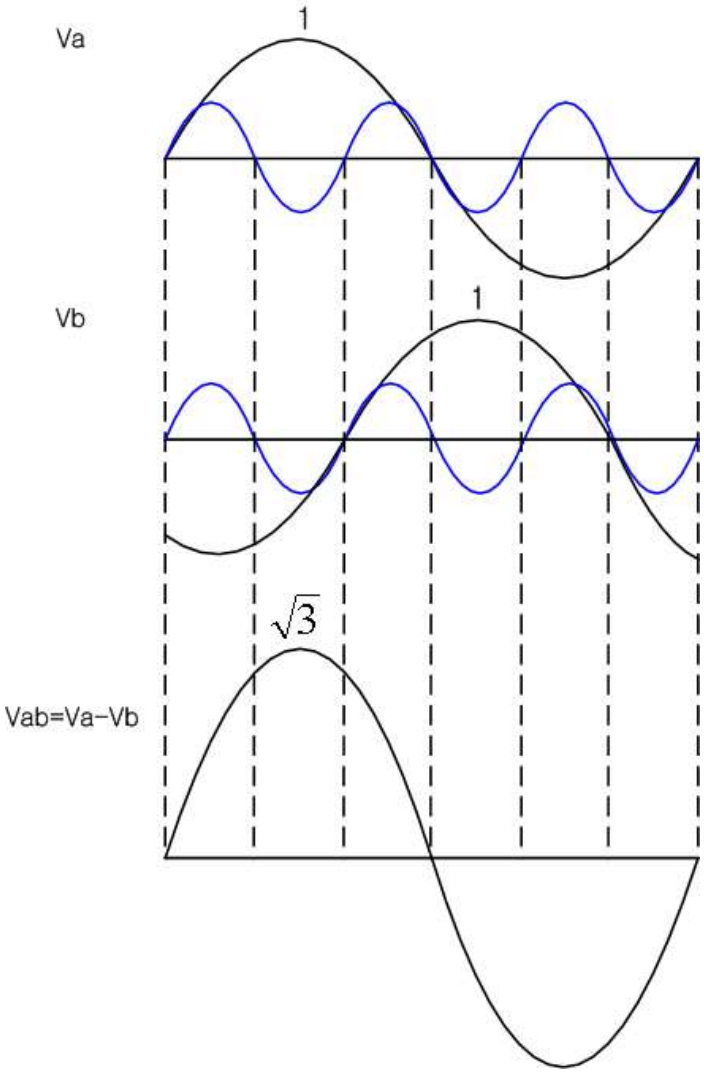
• 임의의 두 상의 고조파성분은 서로 $(120 \times h)°$ 만큼의 위상차를 갖는다.
그러므로, h가 3의 배수인 고조파 성분은 서로 동상이 되어 출력선간전압에 나타나지 않는다.

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

• 짝수차 고조파는 3상 시스템에 악영향을 미치므로 m_f는 3의 배수 가운데 홀수인 것으로 한다.

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

정현파 PWM 제어: 고조파 성분



v_a 와 v_b는 120' 위상차

→ h차 고조파 성분은 120xh 만큼의 위상차

→ $v_{ab}=v_a-v_b$ 이므로
h가 3의 배수인 고조파 성분은
서로 동상으로 소거된다.

➔ m_f는 3의 배수 & 홀수
m_f = 3, 9, 15, 21, 27 ...

정현파 PWM 제어: 고조파 성분

▪ m_f의 가 홀수인 3의 배수인 경우 출력선간전압의 고조파 성분

m_f = 15

$M = 1$	$M = 2$	$M = 3$	$M = 4$
~~m_f~~ 15	$2m_f \pm 1$	~~$3m_f$~~ 45	$4m_f \pm 1$
$m_f \pm 2$	~~$2m_f \pm 3$~~ 27,33	$3m_f \pm 2$	~~$4m_f \pm 3$~~ 57,63
$m_f \pm 4$	$2m_f \pm 5$	$3m_f \pm 4$	$4m_f \pm 5$
~~$m_f \pm 6$~~ 9,21	$2m_f \pm 7$	~~$3m_f \pm 6$~~ 39,51	$4m_f \pm 7$
$m_f \pm 8$	~~$2m_f \pm 9$~~ 21,29	$3m_f \pm 8$	~~$4m_f \pm 9$~~ 51,69
…	…	…	…

공간벡터 (Space Vector) PWM : SVPWM

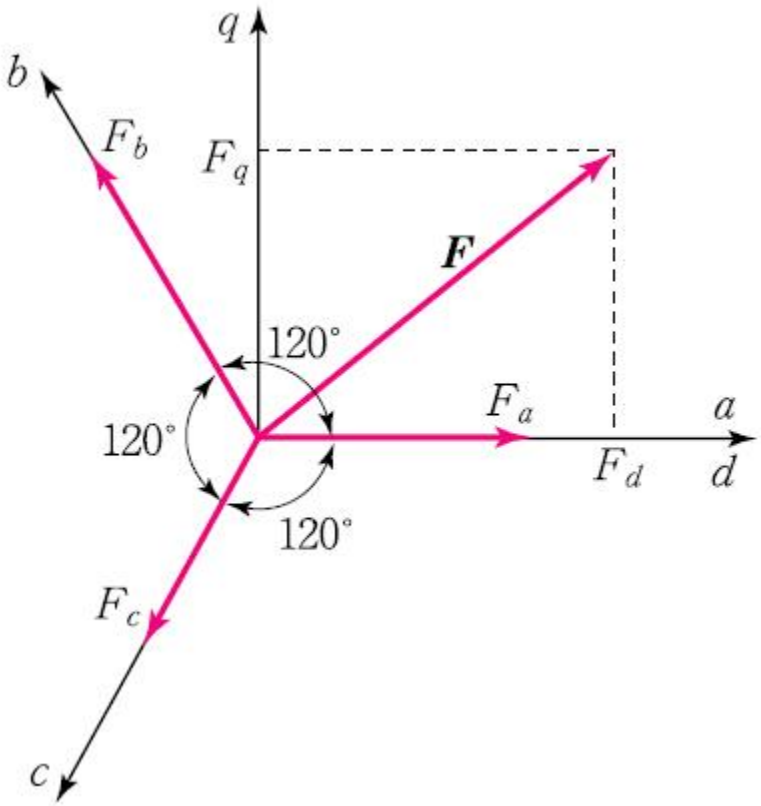
- 공간벡터 PWM (SVPWM)
  - 3상의 6개의 스위치를 한꺼번에 고려하여, 인버터의 스위칭 상태를 미리 계산된 순서 (sequence)와 지속시간 (dwell time)에 따라 전환해주는 방식
  - 기준이 되는 부하 상전압 (reference voltage)와 각 상의 실제 부하 상전압이 스위치 주기(switching period) 동안 평균적으로 같도록 한다.

- 공간벡터 PWM vs. 3상 정현파 PWM

3상 정현파 PWM (SPWM)	공간벡터 PWM (SVPWM)
➢ 3상의 각 폴을 단상하프브리지 인버터처럼 독립적으로 정현파 PWM 하는 방식 ➢ 한 상의 스위칭 상태를 결정하는데 다른 상의 스위칭 상태를 고려하지 않음.	➢3상의 6개 스위치를 한꺼번에 고려하여 인버터의 스위칭 상태를 이미 계산된 순서와 지속시간에 따라 전환해줌

좌표변환과 공간벡터

- 고정좌표 d-q 변환: 3상 F_a , F_b , F_c → 직교하는 2상의 F_d, F_q로 변환 (단, 3상은 평형, $F_a + F_b + F_c = 0$)



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

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

$F_d = F_a$

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

좌표변환과 공간벡터

- 3상의 정현파와 회전하는 벡터의 대응관계

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

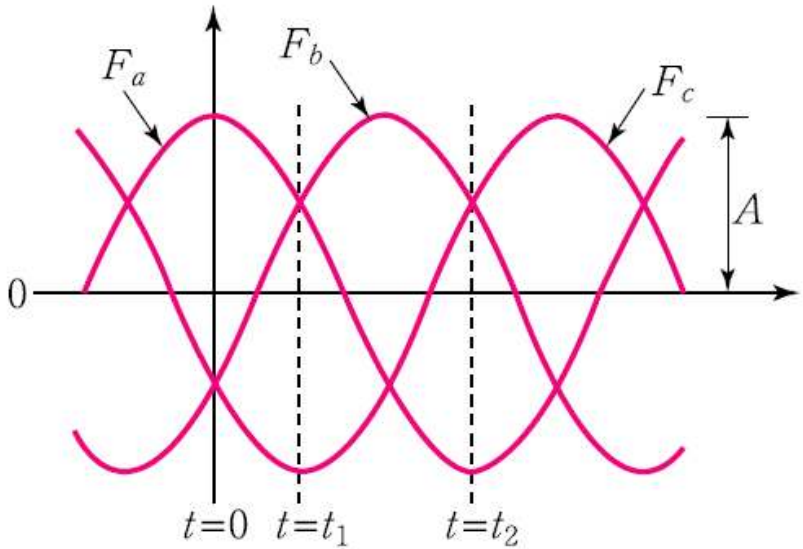
$$F_a = V\cos\omega t$$
$$F_b = V\cos(\omega t - \frac{2\pi}{3})$$
$$F_c = V\cos(\omega t + \frac{2\pi}{3})$$

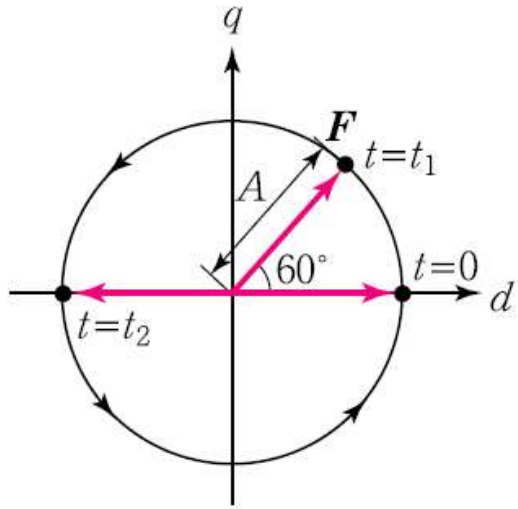
at ωt=0′ →

$$F_a = V$$
$$F_b = -\frac{V}{2}$$
$$F_c = -\frac{V}{2}$$

at ωt=60′ →

$$F_a = \frac{V}{2}$$
$$F_b = \frac{V}{2}$$
$$F_c = -V$$





A=V : magnitude invariant

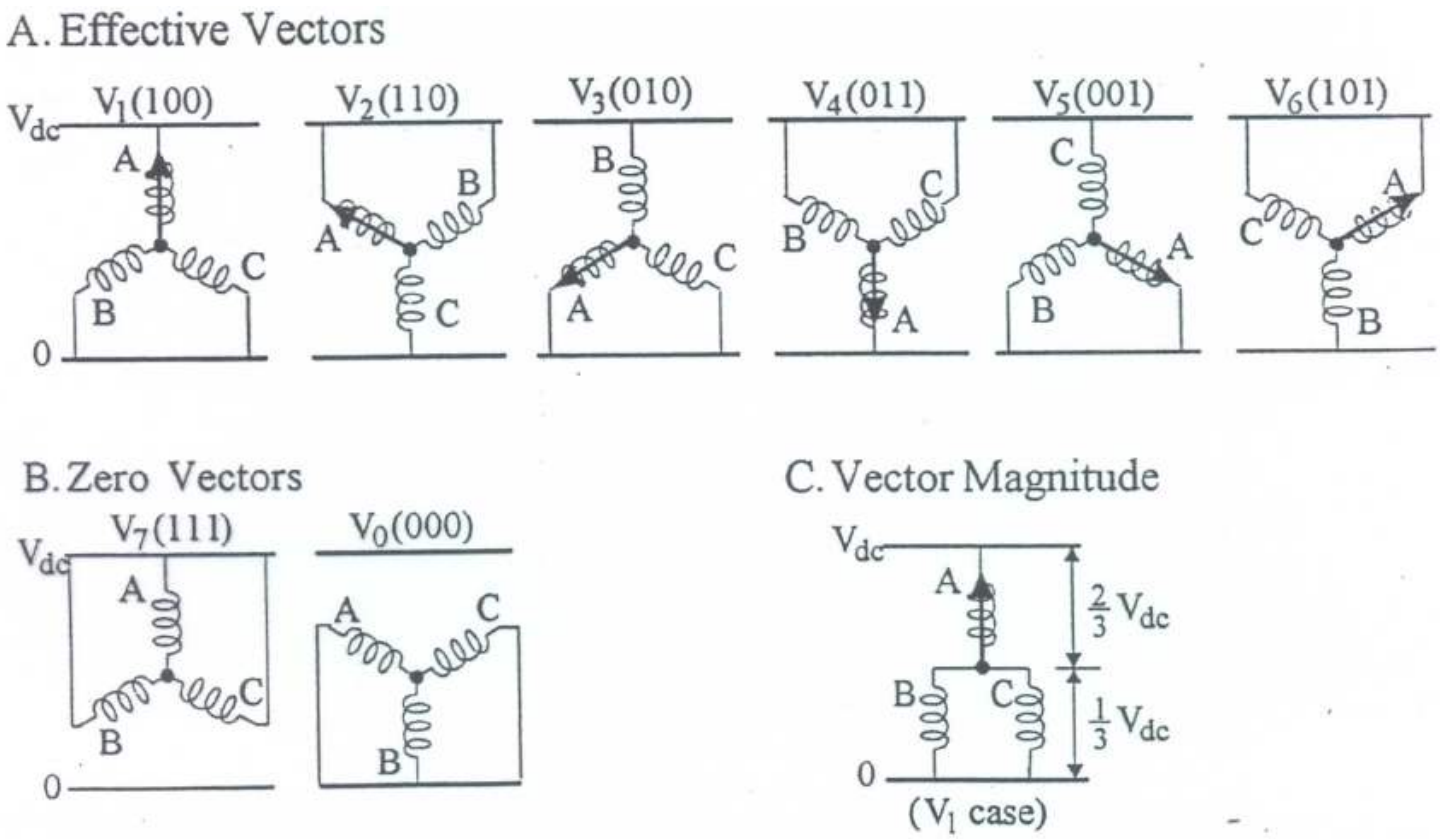
좌표변환과 공간벡터

- 3상 인버터의 부하 상전압과 공간벡터

	□□□ □□ k	□□□ □□ $[S_1\ S_2\ S_3]$	□□□□□ v_{an}	v_{bn}	v_{cn}	□□□□ V_k ($V_k = v_d + jv_q$) v_d	v_q	
V_0	□	[□□□]□□□	0	0	0	0	0	0
V_1	□	[□□□]□□□	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	0	$\frac{2}{3}V_{DC}$
V_2	□	[□□□]□□□	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}e^{j\frac{\pi}{3}}$
V_3	□	[□□□]□□□	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}e^{j\frac{2\pi}{3}}$
V_4	□	[□□□]□□□	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	0	$\frac{2}{3}V_{DC}e^{j\frac{3\pi}{3}}$
V_5	□	[□□□]□□□	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}e^{j\frac{4\pi}{3}}$
V_6	□	[□□□]□□□	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}e^{j\frac{5\pi}{3}}$
V_7	□	[□□□]□□□	0	0	0	0	0	0

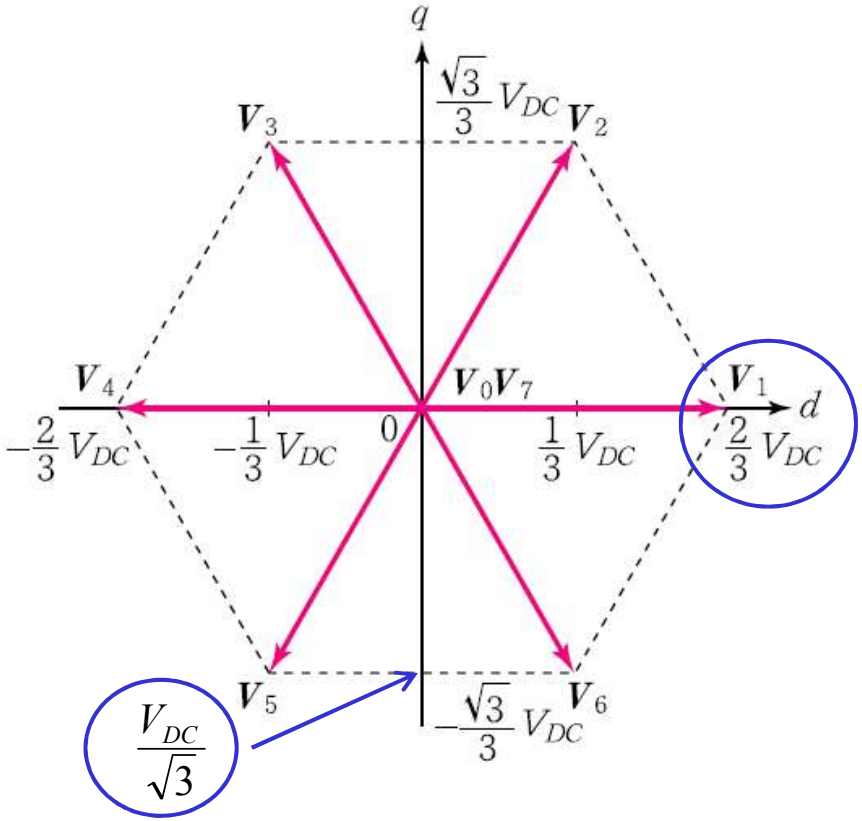
좌표변환과 공간벡터

- 3상 인버터의 부하 상전압 크기



좌표변환과 공간벡터

▪3상 인버터에서 6개의 스위치를 조작하여 얻을 수 있는 인버터 상태 8개
→ 공간벡터 (space vector) $V_1 \sim V_6$, V_0 & V_7



$$V_k = \begin{cases} \frac{2}{3} V_{DC} e^{j\frac{(k-1)\pi}{3}} & k = 1,\ 2,\ \cdots,\ 6 \\ 0 & k = 0,\ 7 \end{cases}$$

$V_1 \sim V_6$: active vector
V_0, V_7 : zero vector

▪ 공간벡터: 3상 인버터에서 부하 상전압을 d-q 변환하여 얻은 벡터

공간벡터 PWM

- 기본원리: 일정한 시간 간격 T_s 동안 기준 부하 상전압과 인버터의 출력 부하 상전압의 평균적으로 같도록 공간벡터의 종류와 각 공간벡터의 설정

- 기준 부하상전압과 기준벡터

$$\begin{bmatrix} v_{an}^* \\ v_{bn}^* \\ v_{cn}^* \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} m_s \begin{bmatrix} \cos\omega t \\ \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

d-q 변환

$$\longrightarrow \quad V^* = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} m_s e^{j\omega t} \qquad \omega t = \theta$$

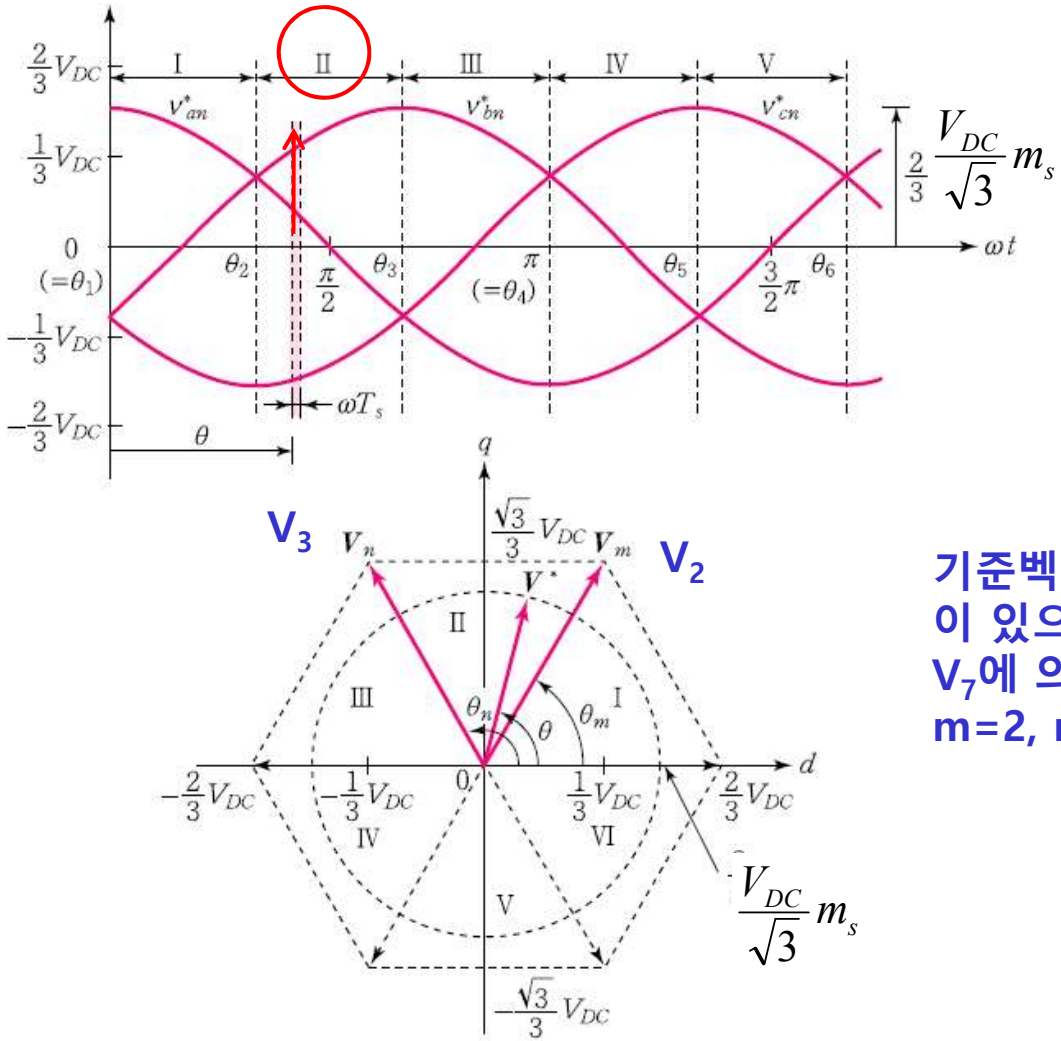
$0 < m_s < 1$

- 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_mT_s, d_nT_s, d_zT_s

$$(d_m \quad d_n \quad d_z) = \left(\frac{t_m}{T_s} \quad \frac{t_n}{T_s} \quad \frac{t_z}{T_s} \right)$$

공간벡터 PWM



기준벡터 V*는 sector II 이 있으며, V_2, V_3, V_0 or V_7에 의해 합성된다.
m=2, n=3

공간벡터 PWM

- 공간벡터의 지속시간 비율 (d_m, d_n, d_z)의 계산:
  - T_s 동안 V^* 는 일정하다고 가정
    (∵ 스위칭 주파수 f_s (=1/T_s) >> 인버터주파수 f (=1/T=ω/2π))

$$\underbrace{\frac{1}{T_s}\int_t^{t+T_s} \boldsymbol{V}^* dt}_{T_s \text{ 동안 } V^* \text{의 평균}} = \underbrace{\frac{1}{T_s}\left(\int_t^{t+t_m} \boldsymbol{V}_m dt + \int_{t+t_m}^{t+t_m+t_n} \boldsymbol{V}_n dt \int_{t+t_m+t_n}^{t+T_s} \boldsymbol{V}_z dt\right)}_{T_s \text{ 동안 인접한 세 공간벡터의 평균}}$$

$$\rightarrow \quad T_s \boldsymbol{V}^* = t_m \boldsymbol{V}_m + t_n \boldsymbol{V}_n \qquad \text{단,} \quad T_s = t_m + t_n + t_z$$

또는

$$\boldsymbol{V}^* = d_m \boldsymbol{V}_m + d_n \boldsymbol{V}_n \qquad \text{단,} \quad 1 = d_m + d_n + d_z$$

공간벡터 PWM

$$\boldsymbol{V}^* = d_m \boldsymbol{V}_m + d_n \boldsymbol{V}_n \qquad \text{단, } 1 = d_m + d_n + d_z \qquad \text{: 벡터형식}$$

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

실수부와 허수부를 각각 같게 놓아 행렬식으로 정리하면, $e^{j\theta} = \cos\theta + j\sin\theta$

$$\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} m_s \cos\theta \\ m_s \sin\theta \end{bmatrix} = \frac{2V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_m & \cos\theta_n \\ \sin\theta_m & \sin\theta_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_m \\ d_n \end{bmatrix}$$

$$d_m = \frac{\sqrt{3}}{2} m_s \frac{\sin(\theta_n - \theta)}{\sin(\theta_n - \theta_m)} = \frac{\sqrt{3}}{2} m_s \frac{\sin(\theta_n - \theta)}{\sin(60^\circ)}$$

V_m 인가시간 = $d_m T_s$

$$d_n = \frac{\sqrt{3}}{2} m_s \frac{\sin(\theta - \theta_m)}{\sin(\theta_n - \theta_m)} = \frac{\sqrt{3}}{2} m_s \frac{\sin(\theta - \theta_m)}{\sin(60^\circ)}$$

V_n 인가시간 = $d_n T_s$

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

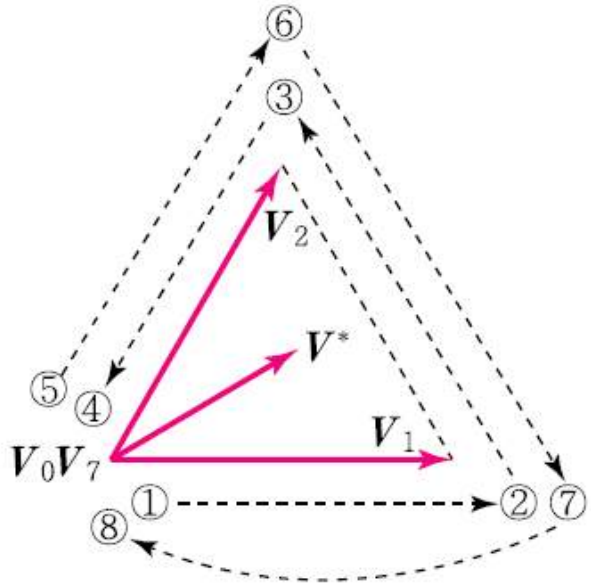
Zero vector 인가시간

공간벡터 PWM

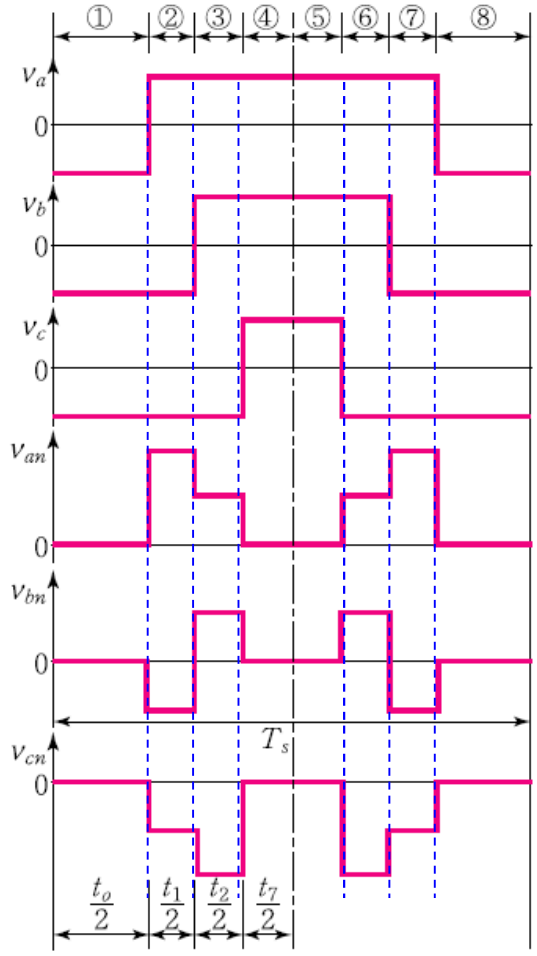
- 인접한 3개 공간벡터의 선택 순서:

V_0 V_1 V_2 V_7 V_7 V_2 V_1 V_0

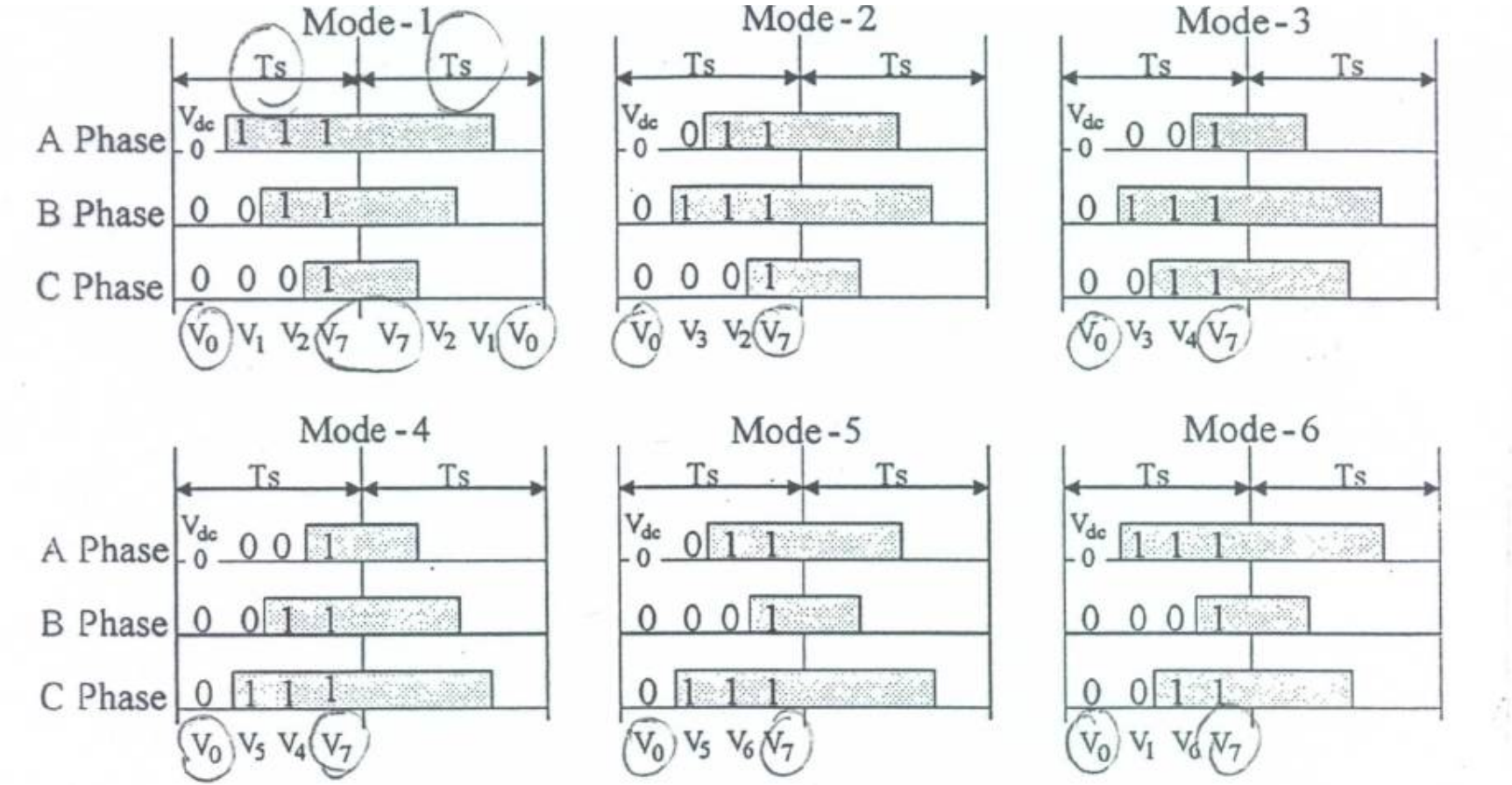
- Active vector (V_1 ~ V_6) : V^* 의 angle θ 결정
- Zero vector (V_0, V_7) : V^*의 크기 결정
- 한 주기 T_s내에서 zero vector 인가시간 T_z를 ½로 나누어 V_0와 V_7에 인가한다.
- 매주기마다 시작하는 zero vector V_0 or V_7을 바꾸어서 최소의 스위칭이 발생하도록 한다.



V_1 (100), V_2 (110) V_0 (000), V_7 (111)



공간벡터 PWM 스위칭 패턴



V_0 zero vector에서 시작하여 V_0에서 끝나도록 active vector 의 순서를 정한다.

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:

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

- 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, 1.15배 증가한 값이다.

6 스텝 상전압 (실효치) : $\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{2V_{DC}}{\pi}$

SPWM 상전압 (실효치) : $\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{V_{DC}}{2}$