

## 다중 H-브릿지 인버터의 입력전류특성

정 승 기  
광운대학교

### Line Current Characteristics of Multilevel H-Bridge Inverters

Seung-Gi Jeong  
Kwangwoon University

#### ABSTRACT

Recently, multilevel H-bridge inverters have become more popular in medium to high power ac drive applications. One of significant advantages of them is low harmonic contents in their input line currents thanks to the transformer with multiple phase-shifted secondary windings. This paper attempts to provide basic guidelines for the design of the phase shifting transformer windings and theoretical analysis of input line current harmonics.

#### 1. 서 론

중대용량 교류전동기 구동에서 용량의 증가와 제어성능의 향상을 피하기 위하여 다양한 형태의 다중레벨 인버터 구조가 고안되어 왔다. 이들 중 다중 H-브릿지 인버터는 상용화에 성공하여 최근 인버터 시장에서 주목할만한 신장세를 보이고 있다.

다중 H-브릿지 인버터는 여러 개의 단상 인버터 모듈들을 조합하여 만들어지는데 이들은 각각 전기적으로 분리된 별도의 직류전원을 필요로 한다. 따라서 전체 시스템이 하나의 교류전원으로 구동될 때는 반드시 모듈의 개수에 해당하는 만큼의 2차권선을 갖는 변압기가 사용되어야 한다.<sup>[1]</sup>

이렇게 복잡한 구조의 변압기가 필요하다는 점은 다중 H-브릿지 인버터의 약점이기도 하지만 그 구조를 적절히 활용함으로써 입력단 전류의 왜형을 대폭 감소시킬 수 있다는 장점 또한 지니고 있다. 이는 전력품질에 대한 요구수준이 나날이 높아지고 있는 최근의 추세에 잘 부합하는 측면이다. 따라서 입력단 변압기의 적절한 설계와 이를 통하여 입력전류의 고조파를 억제하는 것은 다중 H-브릿지 인

버터의 핵심적인 기술 중의 하나라 할 수 있다.

그러나 그 중요성에도 불구하고 H-브릿지 인버터의 입력단 변압기의 설계와 입력단 전류의 구체적인 고조파특성에 대한 문헌은 찾아보기 어렵다. 따라서 본고는 이러한 측면에 대한 보다 구체적인 이론적 배경을 제공하는 것을 목적으로 하고 있다.

#### 2. 입력단변압기

그림 1은 다중 H-브릿지 인버터 시스템 입력단 구성의 개념도를 보여주고 있다. 하나의 1차권선을 공유하는 여러 개의 2차권선이 각각 별도의 H-브릿지 인버터 모듈에 전력을 공급하며 H-브릿지 인버터 출력들은 직렬로 접속되어 전체 인버터의 한 상을 구성한다. 여기서는 단순화를 위하여 한 상만을 보였으며 나머지 두 상도 동일한 구조로서 같은 1차권선을 공유한다.

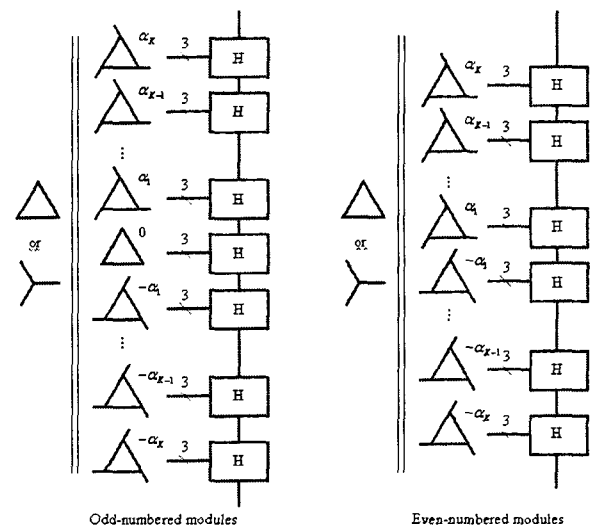


그림 1 다중 H-브릿지인버터 시스템의 입력단  
Fig. 1 Input stage of a multilevel H-bridge inverter

각각의 2차권선은 그림에서와 같이 고유한 위상 변위를 갖는 연장델타결선 혹은 지그재그결선으로 만들어진다. 그림 2는 양의 위상변위를 갖는 연장 델타결선에서의 변수정의와 해당 페이서도를 보여 주고 있다. 2차 각 상(R, S, T)의 권선은 델타권선 부와 연장부로 나뉘어지며 이들의 일차권선에 대한 비율을 각각  $a_x, a_y$ 라 놓도록 한다.

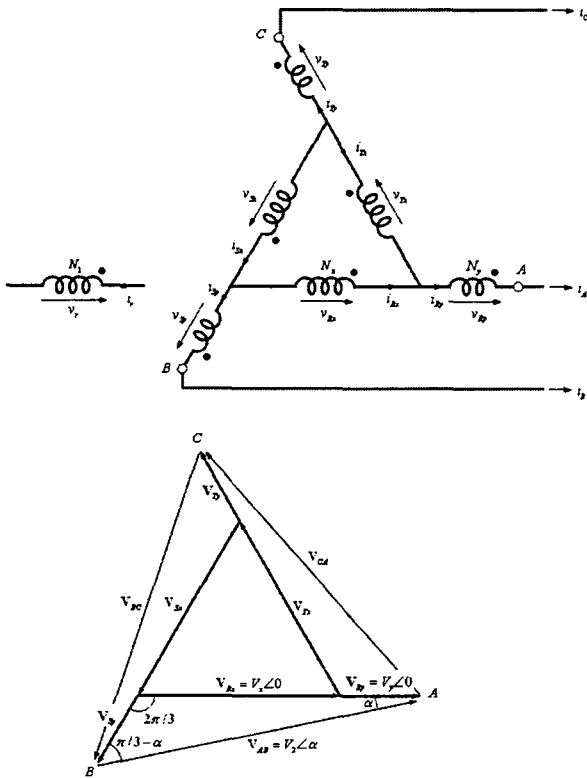


그림 2 연장델타결선의 변수정의와 페이서도  
Fig. 2 Extended delta configuration and phasor diagram

2차측(대문자 첨자) 선간전압을 1차측(소문자 첨자) 선간전압의 함수로 나타내면 아래와 같다.

$$v_{AB} = \left( \frac{1}{a_x} + \frac{1}{a_y} \right) v_{ab} - \frac{1}{a_y} v_{bc} \quad (1차 델타) \quad (1)$$

$$v_{AB} = \left( \frac{1}{3a_x} + \frac{1}{a_y} \right) v_{ab} - \frac{1}{3a_x} v_{ca} \quad (1차 와이) \quad (2)$$

( $v_{BC}$ 와  $v_{CA}$ 는 생략)

한편 2차측 선전류에 의한 1차측 선전류는

$$i_a = \left( \frac{1}{a_x} + \frac{1}{a_y} \right) i_A - \frac{1}{a_y} i_C \quad (1차 델타) \quad (3)$$

$$i_a = \left( \frac{1}{3a_x} + \frac{1}{a_y} \right) i_A - \frac{1}{3a_x} i_B \quad (1차 와이) \quad (4)$$

( $i_b$ 와  $i_c$ 는 생략)

그림 2의 페이서도로부터 위상이동각  $\alpha$ 와 델타 부의 전압  $V_x$  및 연장부의 전압  $V_y$  사이에는 다음의 관계가 나타남을 보일 수 있다.

$$V_x = 2 \sin \left( \frac{\pi}{6} - \alpha \right) V_2 \quad (5)$$

$$V_y = \frac{2}{\sqrt{3}} \sin \alpha V_2 \quad (6)$$

식 (5)에서  $\alpha$ 가 30도를 넘으면  $V_x$ 가 음이 되는 것으로부터 30도가 위상변위의 한계임을 뜻한다. 그림 3은 그 관계를 보여주고 있다.

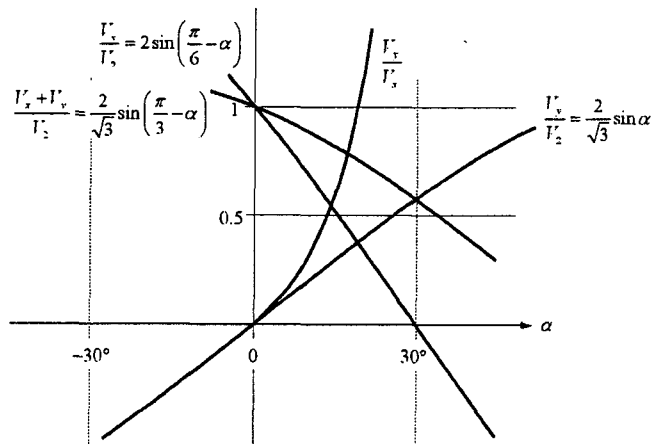


그림 3 위상변위와 권선전압사이의 관계  
Fig. 2 Winding voltages vs. phase shift angle

한편 각 상 권선의 용량은

$$S_w = V_x I_x + V_y I_y \quad (7)$$

로서 식 (5), (6)과 함께  $I_y = I_2$ ,  $I_x = I_2 / \sqrt{3}$ 의 관계로부터 아래와 같이 된다.

$$\frac{3S_w}{\sqrt{3}V_2 I_2} = 2 \left[ \sin \left( \frac{\pi}{6} - \alpha \right) + \sin \alpha \right] \quad (8)$$

이로부터 전체 권선용량의 출력용량에 대한 비율은 위상변위각의 한계인 30도 이내에서 최소 1, 최대 1.035로서 거의 차이가 없음을 알 수 있다.

이상에서는 양의 위상변위각을 갖는 경우에 대하여 서술하였으나 음의 위상변위에 대해서도 유사한 관계들이 성립한다. 표 1은 변압기의 1, 2차간 전압 관계식과 전류관계식을 1차측 결선방식에 따라 정리한 것이다.

표 1 위상각으로 표현된 변압기의 1, 2차간 전압 및 전류관계식

Table 1 Voltage and current relationships between primary and secondary windings in terms of the phase-shifting angle

	Positive phase shift	Negative phase shift
<b>Delta primary</b> $a_x = \frac{a}{2\sin(\pi/6 - \alpha)}$ $a_y = \frac{\sqrt{3}a}{2\sin\alpha}$	$v_{AB} = \left(\frac{1}{a_x} + \frac{1}{a_y}\right)v_{ab} - \frac{1}{a_y}v_{bc} = \frac{2}{\sqrt{3}a} \left[ \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right)v_{ab} - \sin\alpha v_{bc} \right]$ $i_a = \left(\frac{1}{a_x} + \frac{1}{a_y}\right)i_A - \frac{1}{a_y}i_C = \frac{2}{\sqrt{3}a} \left[ \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right)i_A - \sin\alpha i_C \right]$ $= \left(\frac{1}{a_x} + \frac{2}{a_y}\right)i_A + \frac{1}{a_y}i_B = \frac{2}{\sqrt{3}a} \left[ \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right)i_A + \sin\alpha i_B \right]$	$v_{AB} = \left(\frac{1}{a_x} + \frac{1}{a_y}\right)v_{ab} - \frac{1}{a_y}v_{ca} = \frac{2}{\sqrt{3}a} \left[ \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right)v_{ab} - \sin\alpha v_{ca} \right]$ $= \left(\frac{1}{a_x} + \frac{2}{a_y}\right)v_{ab} + \frac{1}{a_y}v_{bc} = \frac{2}{\sqrt{3}a} \left[ \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right)v_{ab} + \sin\alpha v_{bc} \right]$ $i_a = \left(\frac{1}{a_x} + \frac{1}{a_y}\right)i_A - \frac{1}{a_y}i_B = \frac{2}{\sqrt{3}a} \left[ \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right)i_A - \sin\alpha i_B \right]$
<b>Wye primary</b> $a_x = \frac{a}{2\sqrt{3}\sin(\pi/6 - \alpha)}$ $a_y = \frac{a}{2\sin\alpha}$	$v_{AB} = \left(\frac{1}{3a_x} + \frac{1}{a_y}\right)v_{ab} - \frac{1}{3a_x}v_{ca} = \frac{2}{\sqrt{3}a} \left[ \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right)v_{ab} + \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right)v_{ca} \right]$ $= \left(\frac{2}{3a_x} + \frac{1}{a_y}\right)v_{ab} + \frac{1}{3a_x}v_{bc} = \frac{2}{\sqrt{3}a} \left[ \cos\alpha v_{ab} - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right)v_{bc} \right]$ $i_a = \left(\frac{1}{3a_x} + \frac{1}{a_y}\right)i_A - \frac{1}{3a_x}i_B = \frac{2}{\sqrt{3}a} \left[ \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right)i_A + \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right)i_B \right]$	$v_{AB} = \frac{1}{3a_x}v_{ab} - \left(\frac{1}{3a_x} + \frac{1}{a_y}\right)v_{ca} = \frac{2}{\sqrt{3}a} \left[ \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right)v_{ab} - \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right)v_{ca} \right]$ $= \left(\frac{2}{3a_x} + \frac{1}{a_y}\right)v_{ab} + \left(\frac{1}{3a_x} + \frac{1}{a_y}\right)v_{bc} = \frac{2}{\sqrt{3}a} \left[ \cos\alpha v_{ab} + \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right)v_{bc} \right]$ $i_a = \frac{1}{3a_x}i_A - \left(\frac{1}{3a_x} + \frac{1}{a_y}\right)i_B = \frac{2}{\sqrt{3}a} \left[ \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right)i_A - \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right)i_B \right]$

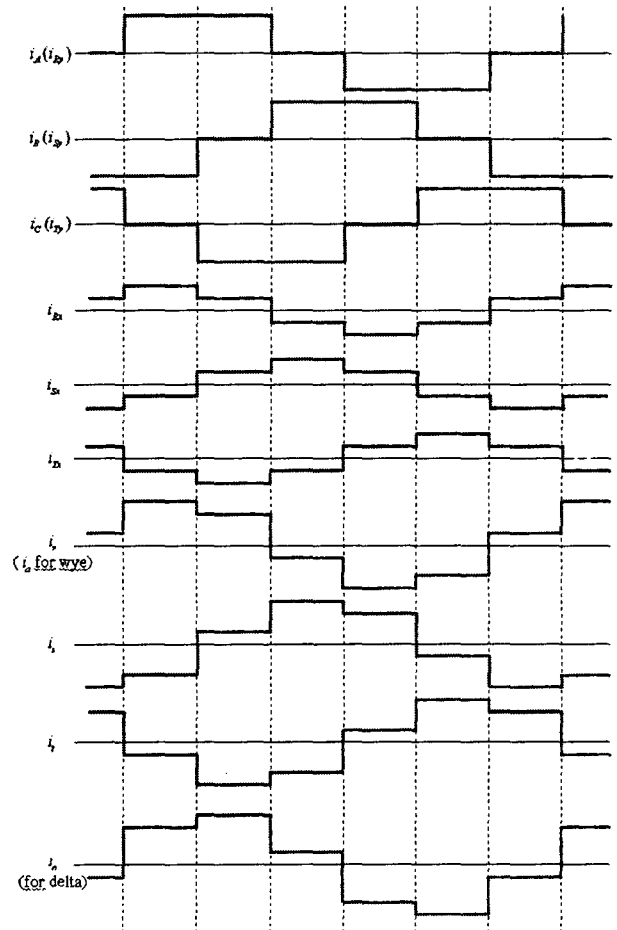
### 3. 입력전류

주어진 부하전류에서 변압기 입력전류의 파형은 표 1의 관계를 적용하여 구할 수 있다. 그 예로서 그림 4는 2차측에 정류기 부하가 접속되어 이상적인 6계단형 파형의 부하전류가 흐를 때 이것이 1차측의 와이결선 혹은 델타결선의 경우 각각에 반영되는 파형을 보여주고 있다. 여기서는 위상변위각의 값인 경우를 나타내며 음의 위상변위각에 대해서는 결과파형이 그림 4의 파형을 좌우로 뒤집은 형태로 나타난다.

앞서 그림 1에서 보듯이 2차측 권선은 양의 위상변위각과 이에 대응하는 음의 위상변위각을 갖는 권선들이 쌍으로 존재한다. 2차측 권선의 개수가 홀수일 경우에는 위상이동이 없는 순수한 델타결선이 그 중앙에 하나 추가된다. 그림 5는 2차권선이 3개인 경우 +20도, -20도 및 0도일 때 입력전류 파형을 보여주고 있다.

그림 4 양의 위상변위에서 6계단형 부하전류파형과 이것이 전원전류에 반영된 파형

Fig. 4 Quasi-square load current waveforms and associated primary current for positive phase angle shift



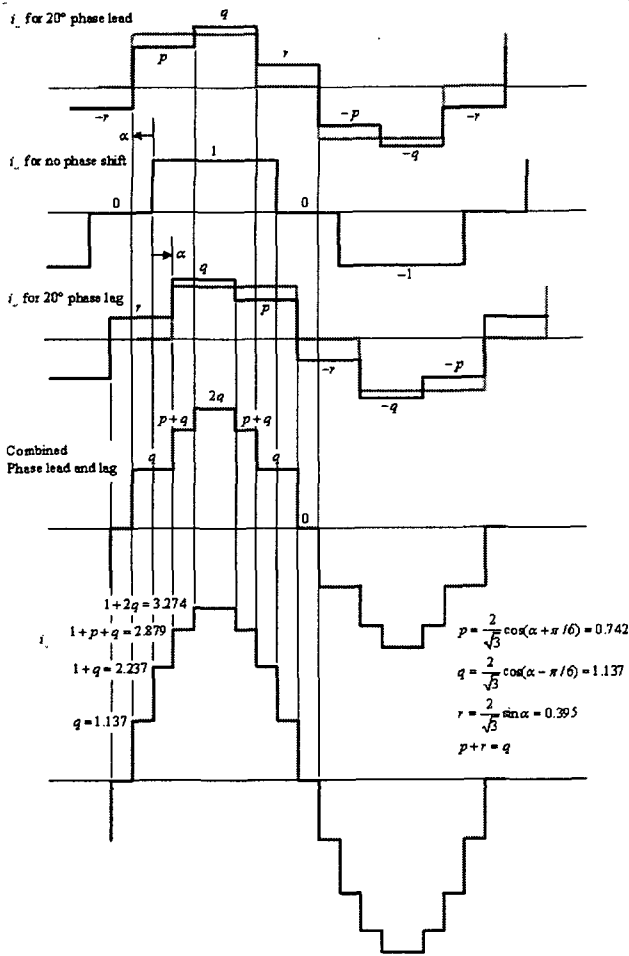


그림 5 3개의 2차측 권선에 의한 1차측전류(델타)  
Fig. 5 Primary current associated with three secondary winding currents

#### 4. 고조파해석

같은 크기 반대부호의 위상변위 권선에 의해 나타나는 1차측 전류는 각각 다음과 같다.

$$i_r = k_1 i_A - k_2 i_B \quad \text{for phase lead} \quad (9)$$

$$i_r = k_2 i_A - k_1 i_B \quad \text{for phase lag} \quad (10)$$

$$k_1 = \left( \frac{1}{3a_x} + \frac{1}{a_y} \right), \quad k_2 = \frac{1}{3a_x} \quad (11)$$

1차가 와이결선일 경우를 가정하면

$$k_1 = \frac{2}{\sqrt{3}a} \cos\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) = -\frac{2}{\sqrt{3}a} \cos(\alpha + \gamma) \quad (12)$$

$$k_2 = \frac{2}{\sqrt{3}a} \sin\left(\frac{\pi}{6} - \alpha\right) = -\frac{2}{\sqrt{3}a} \cos(\alpha - \gamma) \quad (13)$$

여기서  $\gamma = 2\pi/3$  이다.

위상변위가 0인 경우의 부하전류(A상)를

$$i_A(\omega t) = i_0(\omega t) = I_1 \cos(\omega t + \phi_1) + I_5 \cos(5\omega t + \phi_5) + I_7 \cos(7\omega t + \phi_7) + L \quad (14)$$

라 쓰고 이를 이하에서 기준 전류로 간주한다. 평형부하라면

$$i_B(\omega t) = i_0(\omega t - \gamma) = I_1 \cos(\omega t - \gamma + \phi_1) + I_5 \cos(5\omega t + \gamma + \phi_5) + L \quad (15)$$

이 경우 식 (10)은

$$i_r(\omega t) = \frac{1}{\sqrt{3}a} [i_A(\omega t) - i_B(\omega t)] = \frac{1}{\sqrt{3}a} [i_0(\omega t) - i_0(\omega t - \gamma)] \quad (16)$$

따라서 제 n차 고조파성분은 아래와 같이 된다.

$n = 6m + 1$  인 경우:

$$i_{rn}(\omega t) = \frac{I_n}{a} \sin(n\omega t + \phi_n + \gamma) \quad (17)$$

$n = 6m - 1$  인 경우:

$$i_{rn}(\omega t) = -\frac{I_n}{a} \sin(n\omega t + \phi_n - \gamma) \quad (18)$$

음의 위상변위 쌍에 의한 전류를 함께 고려하면 이에 대한 1차권선 전류는 아래와 같이 된다.

$$i_r(\omega t) = k_1 i_0(\omega t + \alpha) - k_2 i_0(\omega t - \gamma + \alpha) + k_2 i_0(\omega t - \alpha) - k_1 i_0(\omega t - \gamma - \alpha) \quad (19)$$

이것의 n차 고조파 성분을 정리하면

$n = 6m + 1$  인 경우:

$$i_{rn}(\omega t) = 2(I_n / a) \cos(n-1)\alpha \sin(n\omega t + \phi_n - \gamma) \quad (20)$$

$n = 6m - 1$  인 경우:

$$i_{rn}(\omega t) = -2(I_n / a) \cos(n+1)\alpha \sin(n\omega t + \phi_n - \gamma) \quad (21)$$

따라서 위상변위쌍에 의해 나타나는 고조파성분의 크기를 위상변위의 함수로 나타내면

$$I_{r(6m\pm 1)} = \pm \frac{2I_n}{a} \cos(nm\alpha) = \pm \frac{2I_n}{a} \cos 6m\alpha \quad (22)$$

위에서와 같은 전류쌍이 여러 개(K개 쌍) 있는 경우 1차권선전류의 고조파성분은 다음과 같다.

2차권선이 홀수개인 경우:

$$I_{r(6m\pm 1)} = \frac{2I_{(6m\pm 1)}}{a} \left[ \frac{1}{2} + \cos 6m\alpha_1 + \cos 6m\alpha_2 + L + \cos 6m\alpha_K \right] \quad (23)$$

2차권선이 짝수개인 경우:

$$I_{r(6m\pm 1)} = \frac{2I_{(6m\pm 1)}}{a} [\cos 6m\alpha_1 + \cos 6m\alpha_2 + L + \cos 6m\alpha_K] \quad (24)$$

일반적으로 위의 표현식으로부터 특정 고조파성분을 제거하기 위한 위상변위각을 구할 수 있다. 아

래에 그 몇가지 경우를 보도록 한다. 이하에서 S는 2차권선의 개수를 나타낸다.

S=2인 경우:

이는 가장 간단한 경우로서 K=1일 때이다. 식 (24)

로부터  $I_{r(6\pm 1)} = 0$  이면

$$\cos 6\alpha_1 = 0 \quad (25)$$

$$\text{즉 } \alpha_1 = \frac{\pi}{12} = 15^\circ$$

이 각도는 전원전류에서 5차 및 7차 고조파를 제거하게 될 것이다. 그러나 이 각도는 식 (22)로부터 모든 홀수의 m에 해당하는 고조파(17, 19, 29, 31차 등) 역시 0으로 만들어주는 것을 알 수 있다.

S=3인 경우

이때는 식 (23)으로부터

$$\frac{1}{2} + \cos 6\alpha_1 = 0 \quad (26)$$

가 되고 30도 범위 내에서는

$$\alpha_1 = \frac{\pi}{9} = 20^\circ$$

이 각도에서도 역시 5, 7차 이외의 고차성분들이 함께 제거된다. 그 결과로 18±1, 36±1, 등의 고조파 성분만이 남게 된다.

S=4인 경우

이때는 K=2로서 2개의 자유도가 있으므로 식 (24)를 m=1인 경우와 m=2인 경우 각각에 대해서 쓰면 아래와 같은 연립방정식이 얻어진다.

$$\cos \beta_1 + \cos \beta_2 = 0 \quad (27a)$$

$$\cos 2\beta_1 + \cos 2\beta_2 = 0 \quad (27b)$$

$$(\beta_1 = 6\alpha_1, \beta_2 = 6\alpha_2)$$

그 해는 아래와 같다.

$$\beta_1 = \pi/4, \beta_2 = 3\pi/4$$

즉

$$\alpha_1 = \pi/24 = 7.5^\circ, \alpha_2 = \pi/8 = 22.5^\circ$$

이상의 결과를 종합해 보면 2차권선의 위상변위가 모두 +30도와 -30도 사이에서 균일한 간격으로 분포되어 있음을 알 수 있다. 즉 일반적으로 S의 값이 얼마가 되던지 상관없이 이와 같이 등간격으로 위상변위를 설정하여 주면 저차수 고조파가 최대한 제거될 것으로 유추할 수 있다. 아래에 이에 대한 증명을 보이도록 한다.

위상변위를 등간격으로 배치하였을 때 그 일반적인 표현식은 아래와 같다.

$$\alpha_k = k \frac{\pi}{3S} \quad \text{for } S = 2K + 1 \quad (28a)$$

$$\alpha_k = k \frac{\pi}{3S} - \frac{\pi}{6S} \quad \text{for } S = 2K \quad (28b)$$

식 (28)을 식 (23)과 (24)에 각각 대입하면

$$I_{r(6m\pm 1)} = \frac{2I_{(6m\pm 1)}}{a} \left[ \frac{1}{2} + \cos\left(m \frac{2\pi}{S}\right) + L + \cos\left(mK \frac{2\pi}{S}\right) \right] \quad (S=2K+1) \quad (29)$$

$$I_{r(6m\pm 1)} = \frac{2I_{(6m\pm 1)}}{a} \left[ \cos\left(m \frac{2\pi}{S} - m \frac{\pi}{S}\right) + L + \cos\left(mK \frac{2\pi}{S} - m \frac{\pi}{S}\right) \right] \quad (S=2K) \quad (30)$$

여기서 대괄호 안을 계산하기 위하여 아래의 방정식을 고려한다.

$$x^S = 1 \quad (31)$$

이 식의 해는 다음과 같다.

$$x_k = e^{jk(2\pi/S)} = \cos\left(k \frac{2\pi}{S}\right) + j \sin\left(k \frac{2\pi}{S}\right)$$

$$k = 1, 2, L, S-1, S$$

그림 6은 이들 해를 복소평면상에서 짝수일 때와 홀수일 때를 구분하여 보여주고 있다.

식 (31)은 1을 하나의 근으로 가지며 나머지 근들은 아래의 방정식을 만족하여야 한다.

$$x_{S-1} + x_{S-2} + L + x_1 + 1 = 0 \quad (32)$$

S=2K+1일 경우 위의 식으로부터

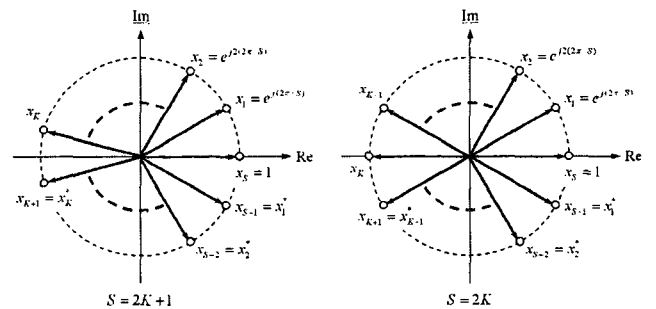


그림 6  $x^S = 1$ 의 복소평면상에서의 해

Fig. 6 Roots of  $x^S = 1$  in the complex plane

$$\begin{aligned}
0 &= x_{S-1} + x_{S-2} + L + x_{K+1} + x_K + L + x_1 + 1 \\
&= x_1^* + x_2^* + L + x_K^* + x_K + L + x_1 + 1 \\
&= 2\text{Re}[x_K + L + x_1] + 1
\end{aligned}$$

즉

$$\text{Re}[x_K + x_{K-1} + L + x_2 + x_1] = \cos K \frac{2\pi}{S} + L + \cos \frac{2\pi}{S} = -\frac{1}{2}$$

이는 식 (29)가 m=1인 상태에서는 영이 됨을 의미한다.

식 (31)로부터

$$x^{mS} = 1 \quad (33)$$

이고 이는

$$(x^m - 1)(x^{m(S-1)} + x^{m(S-2)} + L + x^m + 1) = 0 \quad (34)$$

즉 m이 S 혹은 그 정수배가 아니어서  $x^m - 1 = 0$  이 만족되지 않는다면

$$x_{S-1}^m + x_{S-2}^m + L + x_1^m + 1 = 0 \quad (35)$$

이어야 한다.  $(x_k^*)^m = (x_k^m)^*$  라는 점을 고려하면

$$\begin{aligned}
0 &= x_{S-1}^m + x_{S-2}^m + L + x_{K+1}^m + x_K^m + L + x_1^m + 1 \\
&= [x_1^m + x_2^m + L + x_K^m]^* + x_K^m + L + x_1^m + 1 \\
&= 2\text{Re}[x_K^m + L + x_1^m] + 1
\end{aligned} \quad (36)$$

따라서 식 (29)는 아래와 같이 된다.

$$\begin{aligned}
I_{r(6m\pm 1)} &= \frac{2I_{(6m\pm 1)}}{a} \left[ \frac{1}{2} + \cos\left(m\frac{2\pi}{S}\right) + L + \cos\left(mK\frac{2\pi}{S}\right) \right] \\
&= \frac{2I_{(6m\pm 1)}}{a} \left[ \frac{1}{2} + \text{Re}[x_1^m + L + x_K^m] \right] \\
&= 0
\end{aligned} \quad (37)$$

한편 m이 S의 정수배라면 이는 아래와 같이 0이 아닌 고조파 성분이 된다.

$$\begin{aligned}
I_{r(6m\pm 1)} &= \frac{2I_{(6m\pm 1)}}{a} \left( \frac{1}{2} + K \right) \\
&= S \frac{I_{(6m\pm 1)}}{a}
\end{aligned} \quad (38)$$

$S = 2K$  일 때는

$$\begin{aligned}
&\cos\left(m\frac{2\pi}{S} - m\frac{\pi}{S}\right) + L + \cos\left(mK\frac{2\pi}{S} - m\frac{\pi}{S}\right) \\
&= \text{Re}[x_1^m e^{-j(m\pi/S)} + L + x_K^m e^{-j(m\pi/S)}]
\end{aligned} \quad (39)$$

여기에

$$\begin{aligned}
x_{S-k+1} e^{-j(\pi/S)} &= e^{j(2\pi/S)(S-k+1)} e^{-j(\pi/S)} \\
&= e^{-j(2\pi/S)k} e^{j(\pi/S)} \\
&= [x_k e^{-j(\pi/S)}]^*
\end{aligned} \quad (40)$$

를 적용하면

$$\begin{aligned}
&\text{Re}[x_1^m e^{-j(m\pi/S)} + L + x_K^m e^{-j(m\pi/S)}] \\
&= \frac{1}{2} [x_1^m e^{-j(m\pi/S)} + L + x_K^m e^{-j(m\pi/S)}] + \frac{1}{2} [x_1^m e^{-j(m\pi/S)} + L + x_K^m e^{-j(m\pi/S)}]^* \\
&= \frac{1}{2} [x_1^m e^{-j(m\pi/S)} + L + x_K^m e^{-j(m\pi/S)}] + \frac{1}{2} [x_S^m e^{-j(m\pi/S)} + L + x_{K+1}^m e^{-j(m\pi/S)}] \\
&= \frac{1}{2} [x_1^m e^{-j(m\pi/S)} + L + x_K^m e^{-j(m\pi/S)} + x_{K+1}^m e^{-j(m\pi/S)} + L + x_S^m e^{-j(m\pi/S)}] \\
&= \frac{1}{2} [x_1^m + x_2^m L + x_{S-1}^m + 1] e^{-j(m\pi/S)}
\end{aligned}$$

따라서

$$\begin{aligned}
I_{r(6m\pm 1)} &= \frac{2I_{(6m\pm 1)}}{a} \left[ \cos\left(m\frac{2\pi}{S} - m\frac{\pi}{S}\right) + L + \cos\left(mK\frac{2\pi}{S} - m\frac{\pi}{S}\right) \right] \\
&= \frac{2I_{(6m\pm 1)}}{a} \text{Re}[x_1^m e^{-j(m\pi/S)} + L + x_K^m e^{-j(m\pi/S)}] \\
&= 0
\end{aligned} \quad (41)$$

이고 S가 m의 정수배라면

$$\begin{aligned}
I_{r(6m\pm 1)} &= \frac{2I_{(6m\pm 1)}}{a} K \\
&= S \frac{I_{(6m\pm 1)}}{a}
\end{aligned} \quad (42)$$

결과적으로 1차측 권선에 흐르는 고조파의 크기는 아래와 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}
I_m &= S \frac{I_n}{a} \quad \text{for } n = 6S \pm 1, 12S \pm 1, L \\
&= 0 \quad \text{otherwise}
\end{aligned} \quad (43)$$

## 5. 결 론

다중 H-브릿지 인버터의 입력단 변압기에서 위상각 변위에 따른 변압기의 권선비와 용량, 그리고 1차측과 2차측 전압, 전류 사이의 일반적인 상관관계를 도출하였다. 이를 사용하여 일반적인 평형 부하전류에 대해 입력단 고조파성분이 어떻게 나타나는지를 이론적으로 유도할 수 있었으며 등간격 위상변위를 주었을 때 최적의 고조파제거가 이루어짐을 증명하였다. 나아가 여기서 도출한 관계식은 H-브릿지 인버터의 컴퓨터시뮬레이션 모델로 활용되고 있다.

## 참 고 문 헌

- [1] Peter W. Hammond, US Patent 5,625,545, 1997.