

3相 Thyristor Inverter動作

Mode의 Vector解析法 (I)

黃 煥 文*

— 차 례 —

- 1. 緒 論
- 2. 基本 3相 Inverter回路와 Thyristor firing vector
 - 2-1. 基本 3相 Bridge型 Inverter回路
 - 2-2. Thyristor firing vector
- 3. 3相 Thyristor vector의 定義
 - 3-1. 3相系의 直角座標 vector
 - 3-2. 3相 Inverter의 電壓 vector

1. 緒 論

Bell 연구소가 1948년 트랜지스터(transistor)를 개발한 후, 현재를 半導體時代라 할 만큼 半導體의 활용이 企業界에 걸쳐 활발하게 되었음은 다 아는 사실이다. 그러나 電力變換制御用으로는 1960년대초기까지만 하더라도 飽和리액터(saturable reactor)에 의한 磁氣增幅器(magnetic amplifier)에 의존하여 왔으며 半導體化되지 못하였다. 이러한 Mag-amp는 磁性材料의 성능으로 말미암아 速應特性에 限界를 나타내게 되었고, 또한 이들에 의한 電力變換回路에 싸이리스터 다이오드(thyristor diode)가 부가되어야 하는 2중성 때문에 代替統一的 필요성을 느껴왔다. 1957년 General Electric社에서 S. C. R (Silicon controlled rectifier)素子가 소개됨을 계기로, 이러한 싸이리스터素子(thyristor element)가 電力變換制御裝置로서 Mag-amp의 機能을 전적으로 대항하게 되어, 지금에 와서는 거의 Mag-amp의 機能價値를 인정하려 하지 않고 있는 경향이 있다.

우리나라도 최근에 와서 工場施設이 현대화하고, 많은 設備가 싸이리스터制御化되고 있으며, 이를 活用化하여야 할 단계에 이르고 있으나, 이에 대한 기초교육이 되어 있지 못한 데다가, thyristor回路가 비교적 복잡하고, 電力變換過程이 線型化(linearity)되어 있지 않은 점이 많아 이를 정확히 이해하고 있는 現場技術者들은 많지 않다.

Thyristor 電力變換裝置중 특히 인버터(inverter) 裝

置는 thyristor를 이용함으로써 말미암아 가장 高効率化한 부분으로, Inverter裝置라면 반드시 thyristor에 의한 것이라야 할 것으로 생각 될 정도이다. 電力變換機構에서도 直流를 交流로 변환하는 Inverter裝置는 1925년에 이에 관한 문헌이 발표된 후로 어느정도까지 개발이 진행되어 왔으나, 靜止型은 물론 回轉型에서도 變換效率가 나빠서, 이에 적당한 素子, 즉 Switching 機能이 우수한 素子가 나타날 때 까지 일시 중지되어 있었다. 여기서 Switching 機能이라함은 게이트(gate)作用과 轉流(commutation)作用으로, 높은 電力變換效率를 갖는 速度制御機構에서는 반드시 필요로 하는 것으로, 비교적 回轉電動機構에서는 이러한 switching 機能이 용이하게 이루어 질 수 있어, 整流子(commutator)와 같은 switching素子를 이용하여 直流機 및 交流整流子機와 같은 高効率인 速度制御裝置가 개발되었었다. 반면에 同期機 및 誘導機는 速度制御能力을 갖지 못하고 있는데, 이는 switching作用裝置를 갖고 있지 않기 때문이다. 적은 범위에 걸쳐 다소 있기는 하나, 이때는 電力變換效率가 나쁘다. 이러한 이유로 效率가 높은 速度制御用電力變換裝置를 개발하기 위하여는 우수한 Switching 機能을 갖춘 電力變換裝置의 개발이 선행되어야 한다. 현재까지로는 게이트(gate)制御作用을 갖고 있는 S. C. R型 Thyristor의 電力變換回路의 개발이 활발히 진행되고 있다.

Thyristor inverter의 類型은 Switching 機能에 따라 분류하고 있는데, 크게 나누어 Bridge型 converter와 Cycloconverter로 나누는데, 여기서는 이중 3相 Bridge型 Thyristor Inverter에 대한 電力變換過程을

*正會員: 釜山大 工大教授(工學博士)

Vector解析法에 의하여 그 概要를 설명하고, 여기에 현재 가장 效率的 switching方式이라 보고있는 펄스幅變調轉流게이트方式 (Pulsewidth modulation commutation gating system)을 적용하였을때의 效果를 첨가 설명코져한다.

2. 基本 3相 inverter回路와 Thyristor firing vector

2-1. 基本 3相 Bridge型 Inverter回路

直流를 可變周波數交流電源으로 變換시키는 스위칭기술(switching technique)은 半導體素子를 이용함으로써 급격히 발달되었음은 앞서 말한 바이거너와, 變換方式으로는 3相全波整流回路方式을 이용하면 더욱 편리하다. 이는 그림 1과 같이 半導體素子들을 3相 Bridge型으로 접속하되, 게이트를 가진 T_1, T_2, \dots, T_6 등의 thyristor를 主스위칭素子로 하고, D_1, D_2, \dots, D_6 등 diode는 補助素子로써 轉流作用(commutation action) 및 回生逆電力의 歸還通路로 작용하게 하는 回路로서, 스위칭作用 사이리스터(switching thyristor) $T_1, T_2, T_3, \dots, T_6$ 에 일정한 스위칭순서(Switching order)와, 각사이리스터素子에 특정한 게이팅角(gating angle)을 갖게하는 同期信號를 게이트에 주어 電力可逆變換을 하게 하는 방식이다.

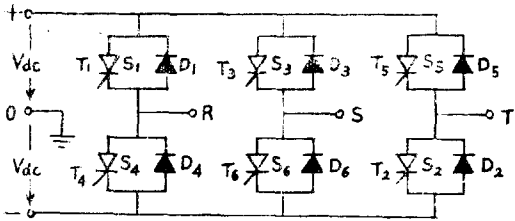
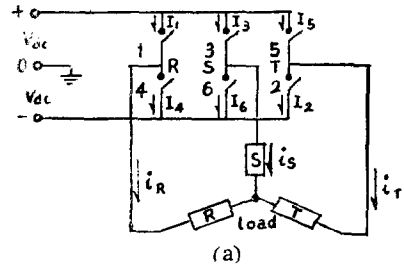
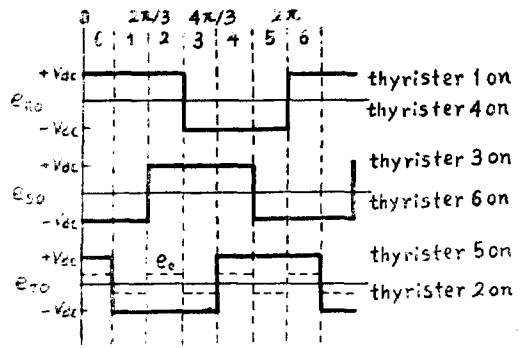


그림 1. Three-phase inverter circuit

이러한 變換回路의 交流側에 3相平衡負荷를 연결하고, T, D素子를 switching作用素子로 바꾸어 생각하면 그림 2(a)와 같이 되는데, 이때 負荷에는 그림 2(b)와 같은 瞬時電壓이 걸리도록 thyristor素子를 點弧(firing)시켜 스위칭 하도록 하는 방식이 3相 Bridge型 Inverter의 基本動作이다. 그러나 이러한 裝置에서의 信賴度(reliability)는 thyristor의 精確한 點弧와 thyristor들 사이의 우수한 轉流作用에 의하여 좌우되는 것으로, 현재 thyristor inverter의 가장 큰 취약점으로는 點弧制御回路에서의 결함에 의한 點弧失敗(misfiring)와 負荷電流의 變化에 따라 불충분한 轉流作用(insufficient commutation)을 갖게 된다는 점이다. 그러므로, inverter의 設計에 있어서는 thyristor



(a)



(b) Inverter phase voltages

그림 2. 基本等價 3相 inverter回路

들의 點弧方式 및 負荷特性과 관련해서 電流分布의 變化를 精確히 해야하는 것이다.

2-2. Thyristor firing vector

우선 3相電力系統에서의 電壓, 電流를 vector로 표시하는 것과 같이, 3相 inverter내의 電壓, 電流分布도 Vector로 표시하여 보기로 한다.

지금, 變換過程에서 出力瞬時電力과 直流電源에서 入力 및 thyristor를 거쳐서 스위칭(switching)되는 過程에서의 瞬時電力(intantaneous power)은 같다고 볼 수있다. 즉 導通하는 thyristor에의 손실을 무시하면 항상 일정할 것이다. 그림 2(a)에서, 直流電源의 基準零點(zero point)과 出力端(R, S, T)과의 사이의 電位差를 인버터相電壓(inverter phase votage) e_i 라하고, 負荷로 흘러 들어가는 電流를 인버터電流(inverter current) i_i 라 하면

$$e_i = E I \tag{1}$$

라고 표시할 수 있다. E 는 基準零點에 대하여 여러개의 thyristor들을 거치는 過程에서 나타나는 電位差이고, I 는 thyristor내를 흐르는 電流이다. 지금 inverter電流와 thyristor電流와의 사이에는

$$i = C I \tag{2}$$

과 관계가 있다고 할 때 C 는 다음과 같은 vector matrix가 될 것이다. 이는 그림 2(a)에서 보면 명백하다.

$$\begin{matrix}
 & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 \end{matrix} \\
 \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \\ 6 \\ R \\ S \\ T \end{matrix} & \left[\begin{array}{cccccc}
 1 & & & & & \\
 & -1 & & & & \\
 & & 1 & & & \\
 & & & -1 & & \\
 & & & & 1 & \\
 & & & & & -1 \\
 1 & & & -1 & & \\
 & & 1 & & & -1 \\
 & -1 & & & 1 &
 \end{array} \right]
 \end{matrix}$$

식 (1)과, (2)에서 E의 값은

$$E = C_t \cdot e \quad (4)$$

가 되고, 여기서 C_t 는 C 의 轉到(transpose) matrix vector이다. 이것은 동시에 inverter에서의 각 thyristor들의 點弧順序(firing order)를 표시한다. 그리하여 이를 thyristor inverter firing vector라고도 말한다. 그림 2(a)에서 R, S, 및 T를 基準點(reference point)으로 하고, 이 점으로 흘러들어 가는 電流方向을 正(positive), 흘러나가는 電流方向을 負(negative)로 하면, thyristor switch 電流分路 1, 3, 5는 正, 4, 6, 2는 負의 極性을 갖게 되므로 식(2)에서의 C 의 matrix vector는 식 (3)과 같게 됨을 쉽게 알게 될 것이다.

3. 3相 thyristor vector의 定義

3相 thyristor inverter回路는 一般 3相電力系統과 달라서 負荷에 電力을 공급함에 있어서 3개의 通路를 거쳐서 이루어지지 않고, 6개의 通路를 거쳐서 電力을 공급하므로, thyristor inverter回路내의 電壓, 電流 分布가 복잡하여진다. 이 중 電壓分布는 基準點 R, S, T에서의 전압은 각점의 兩分岐 thyristor가 導通하고 있을 때는 같은 電位를 갖게 됨으로 비교적 간단하다.

예를들면, thyristor 1이 導通할 때 이것의 電位는 e_{R0} 가 되고, thyristor 4가 導通할 때의 이것의 電位 또한 e_{R0} 가 된다.

이와 같이 inverter내의 각thyristor電位는 쉽게 알 수 있다. 이는 C 가 식(3)과 같이 對稱matrix가 아니더라도, C 의 轉到matrix (transpose matrix) C_t 는 쉽게 구하여 지므로 inverter電位와 thyristor電位가 식 (4)에 의하여 쉽게 변환 되어짐을 의미한다.

그러나, thyristor 電流 (I_1, I_2, I_3, I_4, I_5 및 I_6)와 inverter 電流(i_R, i_S 및 i_T)는 轉流過程에서 심히 변화하며, 또한 負荷에 따라, 특히 力率에 따라 심히 변화하므로 일률적으로 구할 수 없다. 이는 C vector matrix가 對稱matrix가 아니므로, 逆matrix (inverse matrix) C^{-1} 는 쉽게 구하여 질 수가 없다. 그리하여 식(2)에서의 inverter 電流에 대하여 thyristor 電流 I 가 쉽게 구하여 지지 않게 된다.

이와 비슷한 경우로, salient-pole型 同期機가 있을 때 이들의 解析에서 直軸 및 橫軸反作用(direct-and quadrature axis reaction)으로 나누어, 電壓, 電流 및 力率등을 解析하는 直角座標法을 1925년, R. M. Park씨가 처음 시도하였는데, 이러한 原理를 여기에 응용하던 thyristor 電流의 vector 해석이 쉽게 이루어 질 것이다.

3-1. 3相系의 直角座標 Vector

지금, 直角座標法의 3相系 matrix는 다음과 같이 표시된다.

$$\begin{matrix} \begin{matrix} x_0(t) \\ x_q(t) \\ x_d(t) \end{matrix} \end{matrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{matrix} x_R(t) \\ x_S(t) \\ x_T(t) \end{matrix}$$

여기서 $x_0(t)$ 는 零相分의 瞬時值이고 $x_d(t)$ 및 $x_q(t)$ 는 直軸分 및 橫軸分의 瞬時值이다. 또한 $x_R(t)$, $x_S(t)$ 및 $x_T(t)$ 는 각 相의 瞬時值vector이다. 그리고 θ 는 合成 回轉瞬時值成分(resultant instantaneous value) $x(t)$ 의 軸과 $x_R(t)$ 軸과의 位相角이다.

식(5)에서 合成瞬時值 $x(t)$ 는

$$\begin{aligned}
 x(t) &= x_d(t) + jx_q(t) \\
 &= \frac{2}{3} \left[x_R(t) e^{j\theta} + x_S(t) \cdot e^{j(\theta - \frac{2}{3}\pi)} \right. \\
 &\quad \left. + x_T(t) \cdot e^{j(\theta + \frac{2}{3}\pi)} \right] \quad (6)
 \end{aligned}$$

$\theta = \omega t$ 라 할때

$$x(t) = \frac{2}{3} e^{j\omega t} [x_R(t) + \bar{a}x_S(t) + a^2x_T(t)] \quad (7)$$

이 된다. 여기서

$$\begin{aligned}
 \bar{a} &= e^{j(\frac{2}{3}\pi)} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \\
 a^2 &= e^{-j(\frac{2}{3}\pi)} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}
 \end{aligned}$$

이다. 그리고 零相分 $x_0(t)$ 는

$$x_0(t) = \frac{1}{3} [x_R(t) + x_S(t) + x_T(t)] \quad (8)$$

이 된다. 또한 $x(t)$ 의 vector를 알면 각 相成分値는 다음 식에 의하여 구하여진다.

$$\left. \begin{aligned}
 x_R(t) &= R_s [x(t)] + x_0(t) \\
 x_S(t) &= R_s [\bar{a}x(t)] + x_0(t) \\
 x_T(t) &= R_s [ax(t)] + x_0(t)
 \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

3-2. 3相 Inverter의 電壓 vector

지금 식(7)에 inverter의 相電壓을 대입하면, inverter出力電位의 vector가 얻어진다.

그림 3(b)에서의 제 $1\pi/3$ 구간에 대하여는

$$e_R = \bar{V}_{d_c}, \quad e_S = -\bar{V}_{d_c}, \quad e_T = -V_{d_c}$$

이므로

$$\begin{aligned}
 e(1) &= \frac{2}{3} [V_{d_c} + \bar{a}(-V_{d_c}) + a^2(-V_{d_c})] \\
 &= \frac{2}{3} [1 - \bar{a} - a^2] V_{d_c} = U_1 V_{d_c}
 \end{aligned}$$

이 된다. 그림 3(a)의 vector成分을 기초로 해서 合成 vector U_i 의 값을 살펴보면

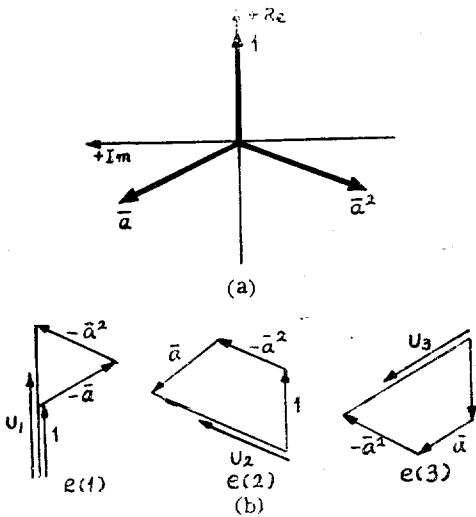


그림 3. 각 $\pi/3$ 구간에서의 合成 vector

$$U_1 = \frac{2}{3} \left(1 + 0.5 - j \frac{\sqrt{3}}{2} + 0.5 + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) = \frac{4}{3}$$

고로

$$e(1) = \frac{4}{3} V_{dc}$$

두번째 $\pi/3$ 區間에서는

$$e(2) = \frac{2}{3} (1 + a - a^2) V_{dc} = U_2 V_{dc}$$

세번째 $\pi/3$ 區間에서는

$$e(3) = \frac{2}{3} (-1 + a - a^2) V_{dc} = U_3 V_{dc}$$

가 된다. 그리고 이 때

$$e_0(t) = \frac{1}{3} [V_{dc} - V_{dc} - V_{dc}] = -\frac{1}{3} V_{dc}$$

가 된다.

지금 合成電壓 vector를 6개의 全區間에 대하여 이 를 구하면, 그림 4와 같은 對稱六角形(Symmetrical hexagon)이 된다.

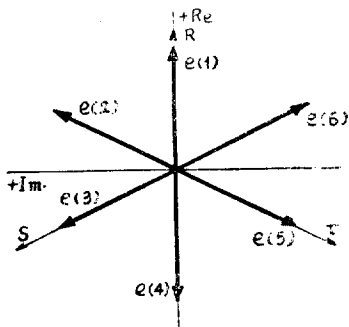


그림 4. Inverter出力電壓 vector

지금 그림 5(a)와 같이 inverter에 平衡 Y結線 3相 負荷가 걸렸다면, 負荷의 相電壓(e_{Rf}, e_{Sf}, e_{Tf})은 inverter의 相電壓(e_R, e_S, e_T)과 다르게 나타난다. 즉 零 電壓 $e_0(t)$ 만큼 다르게 나타난다.

각 相軸에 電壓 vector를 표시하면 負荷의 相電壓이 구하여지는데, inverter相電壓에 $e_0(t)$ 만큼 합한 값으로 나타난다. 이를 표시하면 그림 5(b)와 같다.

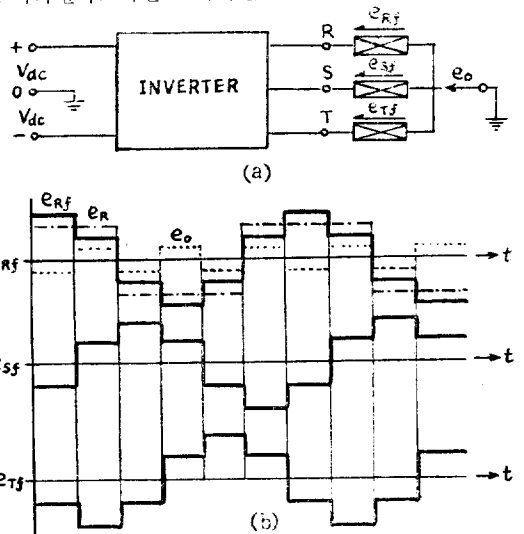


그림 5. Y結線된 負荷의 相電壓分布

3-3. 3相 inverter의 電流 vector

電流 vector도 역시 식(9)에 의하여 定義할 수 있다. 지금 thyristor 電流 vector $I(t)$ 가 알려지면, 相電流는

$$\left. \begin{aligned} i_R(t) &= R_s [I(t)] \\ i_S(t) &= R_s [a^2 I(t)] \\ i_T(t) &= R_s [a I(t)] \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

가 되고, 어느 순간에도 $i_R(t) + i_S(t) + i_T(t) = 0$ 이므로 $i_0(t) = 0$

가 되며, inverter의 電流 vector는 負荷의 相電流와 항상 같다. 그리하여 電壓 vector는 6개의 특정한 位置를 갖는데 반하여 電流 vector는 負荷特性에 따라 여러가지의 軌跡(path)을 그린다.

定常狀態(Steady-State condition)에서의 電流 vector의 軌跡은 $\pi/3$ 구간 만큼 구분된 6개의 對稱面(six-sided symmetry)을 갖는데, 이들의 한 面(side)의 電流軌跡(current path)은 負荷의 性質에 따라 다르므로 일반적으로 말할 수 없다.

(다음호에 계속)