

3相 Thyristor Inverter動作

Mode의 Vector解析法(Ⅲ)

黃 煥 文*

— 차 레 —

- 轉流用 Feedback diode를 가진 3相 Inverter에서의 Active負荷時의 電流軌跡
- 電流 vector diagram에서의 각 動作 Mode의 解析

6. 轉流用 Feedback diode를 가진 3相 Inverter에서의 Active負荷時의 電流軌跡

3相 thyristor inverter의 信賴性(reliability)은 thyristor 자체의 信賴性보다 일반적으로 낮다. 이는 點弧回路의 點弧失敗(misfiring)와 불충분한 轉流作用에 基因하는 것으로 轉流作用의 改善을 위하여는 轉流用 과파시타나 Feedback diode를 이용하는 것이 보통이다. 그러나 이러한 轉流作用改善策을 강구한 경우에도 負率力率에 따라 여러가지 高調波電流의 發生은 피할 수 없는 것으로, 이러한 高調波에 의한 點弧回路에의 障害 때문에 종종 點弧失敗를 일으키므로 반드시 點弧回路는 차폐(shielding)를 철저히 하여야 한다.

inverter의 負荷力率이 가장 광범위하게 변하는 경우로는 inverter가 인덕터나 LC共振回路를 통하여 Active負荷, 특히 無限 3相電源(infinite three-phase bus)에 연결된 경우로서, inverter出力 電壓의 변화로 인하여 3相電源電壓과의 차이로 말미암아 두 계통의 位相轉移(phase shift)가 360°에 걸쳐 변화하는 경우

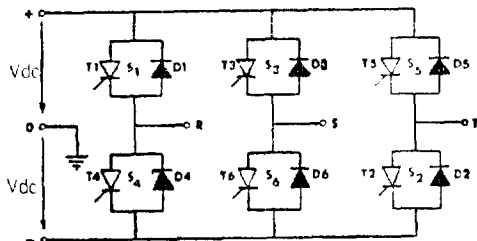


그림 13. 轉流用 feedback diode를 가진 3相 bridge型 inverter

이다. 位相轉移範圍(phase shift range)가 90°~270° 사이는 active 負荷인 범위로 이때 inverter는 rectifier로 동작하는데, 그림 13에서의 轉流用 feedback diode는 해당 thyristor(D_i에 대한 T_i)가 點弧 sequence에 의하여 아직 點弧되지 않았을 경우 rectifier의 要素로 동작하게 되는 경우가 생긴다.

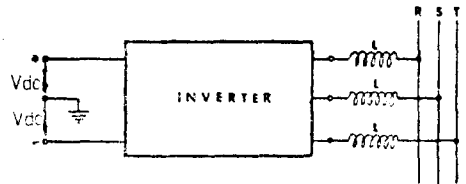


그림 14. Active負荷(infinite three-phase bus등)를 가진 inverter

한편, 4항에서 설명한 바와 같이 inverter의 일반적인 電流軌跡은 한 $\pi/3$ interval에서는 interval의 처음($\omega t=0$)과 끝($\omega t=\pi/3$)의 電流의 크기와 interval 中間에서의 크기가 다른 電流軌跡을 갖는데, 이는 thyristor inverter出力이 한 interval에서도 수시로 달라짐을 의미한다. 즉, 이는 一定한 크기를 가진 inverter의 直流入力電壓이 reactive電力의 蓄積處理가 없는 thyristor 要素의 on-off作用만으로 이루어짐으로 瞬時出力電壓이 달라져서, 絕對值가 같은 즉 基本波만의 3相無限電源電壓에 대하여 瞬時電位差를 갖게 하여 電流의 出入의 크기를 달리하기 때문이다. 이로 말미암아 이들 두 系統사이의 位相轉移(phase shift)의 變化를 일으키게 함은 물론, 高調波電流의 발생을 가져오게 하는 원인이 된다.

지금, active負荷를 가진 inverter의 等價回路를 그림 15와 같이 표시할 수 있다. 여기서

e 는 inverter의 出力電壓 vector

*正會員: 釜山大 工大教授(工學博士)

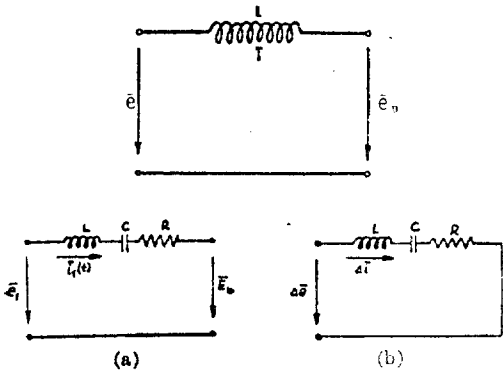


그림 15. (A) active負荷의 等價回路 (B) 基本波 및 高調波成分으로 나눈 等價回路

\bar{e}_s 는 active負荷 또는 交流系統電源의 起電力 i 電流 vector

이며, 이를 다시 基本波와 高調波 成分에 대하여 나누어 쓰면

$$\bar{e} = \bar{e}_1 e^{j\omega t} + \Delta \bar{e} \quad (27)$$

$$\bar{e}_s = E_s e^{j(\omega t + \phi)} = E_s \epsilon^{j\phi} \cdot e^{j\omega t} = \bar{E}_s e^{j\omega t} \quad (28)$$

여기서

\bar{e}_1 는 \bar{e} 의 基本波成分

$\Delta \bar{e}$ 는 高調波電壓成分의 합

E_s 는 \bar{e}_s 의 絶對值

ω 는 基本波周波數(rad/sec)

ϕ 는 두 系統사이의 位相轉移

그러하여 電流 vector는

$$i(t) = i_1 e^{j\omega t} + \Delta i \quad (29)$$

이다. 여기서

$$i_1 = \frac{\bar{e}_1 - \bar{E}_s}{j\omega L} \quad (30)$$

그리고, 高調波成分 Δi 는

$$\Delta i = \frac{1}{L} \int \Delta \bar{e} dt \quad (31)$$

지금, 點弧 sequence에 따라 S_0, S_1, S_2 가 點弧되고, 다음에 S_3 가 點弧될 순간에 대하여 해석하기로 한다. 그러므로 이는 inverter出力電壓 \bar{e} 는 그림 17에서 보는 바와 같이 $+Rc$ 축에 있는 경우이다.

3-2항에서 아는 바와 같이

$$\bar{e} = \frac{4}{3} Vdc$$

이고, 電壓 vector의 Fourier series에 의하여

$$\bar{e}_1 = \frac{4}{\pi} Vdc$$

이므로,

$$\Delta \bar{e} = \bar{e} - \bar{e}_1 e^{j\omega t} = \frac{4}{3} Vdc \left(1 - \frac{3}{\pi} \epsilon^{j\omega t} \right) \quad (32)$$

이 된다. 지금 식 (32)를 식 (31)에 대입하되, 한 interval에서의 처음과 끝에서의 $i(t)$ 의 값인

$$i(t) = \begin{cases} i, & \omega t = 0 \\ i \epsilon^{j\pi/3}, & \omega t = \pi/3 \end{cases}$$

인 조건을 참작하여 식 (31)을 풀이하면

$$\Delta i = \frac{\bar{e}}{\omega L} \left\{ \omega t - \frac{\pi}{3} \exp \left[-j \frac{2\pi}{3} \right] + \frac{3}{\pi} \exp \left[j \left(\omega t + \frac{\pi}{3} \right) \right] \right\} \quad (33)$$

이 된다. $i(t)$ 는 Δi 와 i_1 를 각 순간에 대하여 그 순서치를 합한 값으로 구할 수 있는데, 그림 11과 같은 電流 vector diagram에서는 電流軌跡이 $\pi/3$ interval 사이에서 $\omega t = 0 - \pi/3$ 에 걸쳐 움직이고 있으므로 이를 결정하기가 어렵다. 그리하여 이를 回轉軸系座標(revolving coordinate system)로 바꾸면, 無限電源과 同期인 電壓 \bar{e} 및 基本波電流 i_1 는 固定(stationary)化되고, 이때 高調波成分 Δi 는 식(33)을 다음과 같은 變換函數에 의하여 變換시키면, 그림 16과 같은 閉루우프가 된다. 즉

$$\Delta i_r = \Delta i \cdot \exp[-j(\omega t - \pi/6)] \quad (34)$$

에서,

$$\Delta i_r = j \frac{\bar{e}}{\omega L} \left\{ \omega t \exp[-j(\omega t + \pi/3)] - \frac{\pi}{3} \exp(-j\omega t) + \frac{3}{\pi} \right\} \quad (35)$$

가 되어, 이를 표시하면 그림 16과 같이 되고, 이를

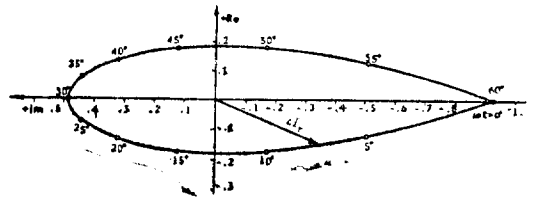


그림 16. 回轉軸系座標에서의 高調波電流의 軌跡

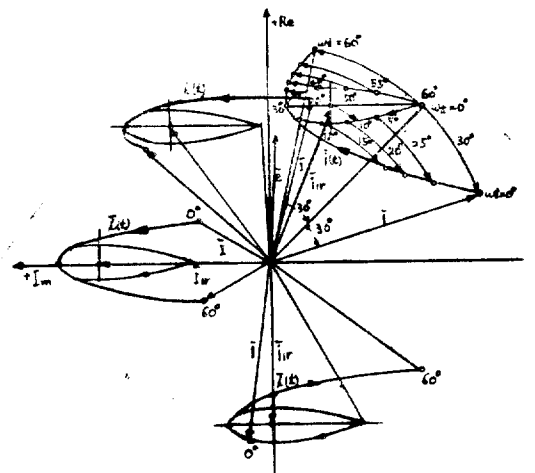


그림 17. 여러가지 負荷力率에서의 電流 vector軌跡

다시 \bar{e} 와 i_1 가 고정인 c 回轉軸系座標에 적용시키면 그림(7과 같이 된다. 여기서 제1상한은 i_1 가 \bar{e} 와 i_1 사이의 각도 만큼 遲延된 負荷力率에서 $\omega t=0$ 에서 60° 까지의 한 interval에서의 $i(t)$ 의 電流軌跡을 ωt 의 角度의 값을 基本波 및 高調波루우프에서 구하여 그런 값이다. 그리고 제2상한은 제1상한에 놓여진 高調波루우프의 原點에 놓인 基本波電流와 \bar{e} 와의 사이에 각에 의하여 결정되는 負荷力率角 즉 進相일때의 $i(t)$ 의 電流軌跡을 나타내고 있다. 그리하여 그림 17은 點弧 Sequence에 의하여 S_6, S_1, S_2 의 thyristor 要素가 點弧되고 있되, 각각의 力率이 다른 여러가지 力率에 대한 電流軌跡 즉, 電流 vector diagram으로 바꾼 座標에서의 $i(t)$ 의 값을 나타내고 있다. 여기서 $\omega t=0, \omega t=\pi/3$ 일 때의 Δi 의 값은

$$\Delta i_r = -j \frac{\bar{e}}{\omega L} \frac{\pi^2 - 9}{3\pi} \quad (36)$$

이고, $\omega t=\pi/6$ 에서의 Δi_r 의 값은

$$\Delta i_r = j \frac{\bar{e}}{\omega L} \frac{18 - \sqrt{3}\pi^2}{6\pi} \quad (37)$$

이 된다. 그런데 $i(t)$ 의 軌跡은 $\omega t=0-\pi/3$ interval 동안 $\pi/3$ rad보다 큰 interval을 갖는다.

이상과 같은 풀이에서 보면, 無限電源과의 인덕턴스 L 를 통한 inverter와의 連結에서 出力電壓의 조절에 의한 360° range에 걸친 負荷力率에 있어서의 電流 vector軌跡은 高調波成分에 의하여 각각 다른 形態를 갖게 됨을 알 수 있으며, 高調波成分이 차지하는 양도 각각 달라짐을 알 수 있다. 이는 轉流作用에도 영향을 미치므로 두 系統사이를 연결하는 인덕턴스 L 는 共振 LC회로를 사용하여 高調波成分을 억제하여야 할 필요성을 갖게 된다.

7. 電流 vector diagram에서의 각 動作 mode의 解析

電流 vector는 각 負荷力率에 의하여 點弧 sequence에 따른 각 thyristor要素의 動作과 일치하지 않는다는 것은 이미 말하였다. 즉, 지금 thyristor T_6, T_1 과 T_2 가 點弧되었다고 할때 負荷力率이 1인 경우는 이들 thyristor들을 통하여 直流側에서 交流側으로 電流가 흐른다. 그러나, 負荷力率이 遲相 또는 進相으로 되든가 active負荷인 때는 비록 thyristor T_6, T_1 과 T_2 가 點弧되었더라도 이들을 통하여 電流가 흐르지 않고 도리어 逆電壓이 걸리는 경우가 있다. 이를 위하여 轉流用 카파시타나 feedback diode가 필요함은 이미 설명하였다. 그리하여 각 力率에 따라 電流 vector의 mode가 각각 달라질 것임이 명백하다. 이를 설명하면 다음과 같다.

지금, 그림 17의 電流 vector軌跡을 3相 inverter bridge회로의 vector diagram상에서 표시하되, 高調波成分은 가능한 한 억제된 상태를 표시하면 그림18과 같다.

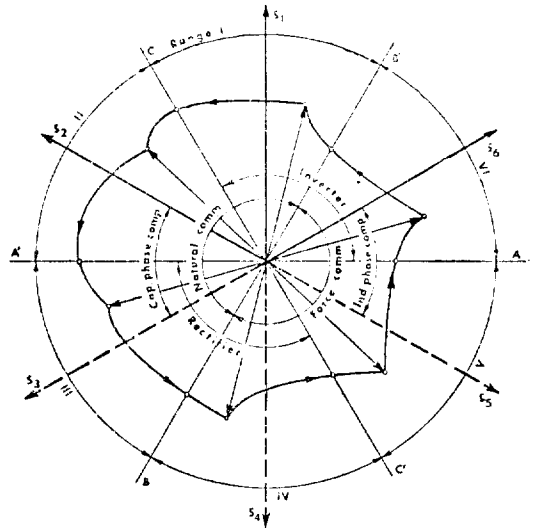


그림 18. 여러가지 動作 mode를 낳게 하는 電流 vector의 각 區域

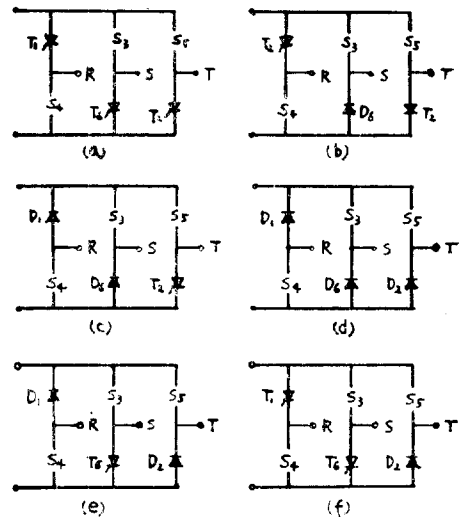


그림 19. 6개의 區域에서의 inverter의 動作 mode의 電流分布

그림에서 直線 $A-A', B-B', C-C'$ 는 각각 $S_1-S_4, S_2-S_3, S_5-S_6$ 의 수직선이고, 이들 直線은 零電流線(zero-current line)이므로, 電流 vector가 이 直線을 지날 때는 해당 switching element에 있어서의 電流方向이 바뀌어진다. 즉 電流가 thyristor를 통하여 있던 것이 diode로 통하게 되든지, 그 반대로 된다면 지금 thyristor T_6, T_1 및 T_2 가 點弧되고 있으므로 破線 S_3, S_4, S_5 는 diode D_3, D_4, D_5 에 電流가 흐르

고 있음을 의미한다.

여기에서 이들 零電流線을 경계로 하는 6개의 區域(range)으로 나누어지는 여섯 종류의 switching element(thyristor와 diode가 한 줄로 되는)들의 각각 다른 動作 mode가 존재하여 짐을 알 수 있게 된다. 일반적으로 각 $\pi/3$ interval은 한개의 零電流線과 2층에 걸친 動作 mode를 갖게 되는데, 각 動作 mode로 바뀔때마다 각 switching element에는 轉流作用이 필요 된다.

이러한 轉流作用은 각 動作 mode의 形態에 따라 強制轉流(force commutation), 혹은 自然轉流(natural commutation)를 하게 된다.

이를 각 動作 mode로 나누어 좀 더 자세히 설명하면 다음과 같다.

Range I에서의 動作 mode—그림 19(a)

全 interval동안 thyristor들만이 導通하고 있고, diode는 이에 補助役割을 하지 않는다. 그리하여 다음 區域으로 넘어갈 때 thyristor T_6 가 導通을 멈추고, T_2 가 點弧되어 導通되기 시작할 때 T_6 에 흐르는 電流가 零이 될 때 이므로 強制轉流을 필요로 하지 않는다. 이 경우는 負荷力率에 1에 가까운 경우로 inverter는 直流電源의 電流가 흘러들어와 負荷에다가 電力을 공급하게 되는데 그 크기는 Switching element S_1 의 電流와 같은 값이 된다. 즉 그림 19(a)와 같은 動作 mode를 갖게 된다.

Range II에서의 動作 mode—그림 19(b)

thyristor T_1, T_2 와 diode D_6 이 導通하고 있는 상태로서, 이 區域동안 T_6 의 電流가 零이 되므로 아무런 強制轉流조치도 필요하지 않게 된다. 이때도 inverter가 負荷에 電力을 공급하고 있다.

이 區域의 끝에서는 直流入力電流가 零이 된다. 그리고 負荷로서 同期機가 過勵磁된 경우로 進相에 해당하여 等價 同期콘덴서에 해당한다. 그리하여 inverter의 直流側 平均出力은 零이 되고, 다만 reactive電力만이 交流側에서 공급된다. 그리하여 inverter自體의 損失은 처음 直流에서 공급되었다가 두 電源系統사이의 位相轉移가 점차 커짐에 따라 交流側에서 공급하게 된다.

이러한 動作 mode의 特性을 이용한 것이 펄스幅電壓制御(pulse width voltage control)에 의한 高調波電流의 除去 내지 減少策으로, 펄스幅電壓制御에서는 直流入力이 한 周期동안에 여러번 零電壓이 존재하므로, 이 零電壓이 존재하는 期間은 Range II에 해당하는 動作 mode를 가져, 等價進相콘덴서의 作用을 inverter가 갖게 됨으로, 이로 인하여 高調波電流를 억제하는 效果를 갖게 되는 것이다. 즉 capacitive補償作用을 하는 區域이다.

Range III에서의 動作 mode—그림 19(c)

이 區域에서는 thyristor T_2 와 D_1, D_6 이 導通하고 있는 상태로, 電力의 흐름은 반대로 되어 直流電源이 蓄電되고 있다. 그리고, 여기서는 導通되고 있는 switching要素 중 點弧 sequence에 의하여 제일 먼저 點弧되어야 할 S_1 이 diode에 의하여 導通하고 있으므로 強制轉流은 필요하지 않는다.

Range IV에서의 動作 mode—그림 19(d)

이 경우는 어느 thyristor도 導通하고 있지 않으며 feedback rectifier에 의하여 直流電源이 蓄電되고 있다

Range V에서의 動作 mode—그림 19(e)

thyristor T_6 와 diode D_1, D_2 가 導通하고 있다. 이 區域이 끝날때까지 thyristor T_6 이 導通하고 있으므로, 이를 消弧하기 위하여 強制轉流가 필요하다. 이때 電力의 흐름은 아직도 반대방향이다. 그리고 이 區域의 끝에 가서 直流電流는 零이 된다. 그러므로 Range II에서와 같이 reactive電力이 주로 공급되고 있어, 여기서는 inductive補償作用을 겸하고 있다.

Range VI에서의 動作 mode—그림 19(f)

이 區域은 負荷가 不足勵磁된 同期機나 誘導機와 같은 遲相負荷力率을 가진 경우로 thyristor T_1, T_6 와 diode D_2 가 導通하고 있다. 電力의 흐름은 直流側에서 交流側으로 inverter作用을 하는 區域으로 thyristor T_6 을 消弧하기 위하여는 強制轉流가 필요하다. 그리고 直流電流는 零에서 부터 最高值까지 증가하고 있는 動作 mode를 갖는다.

이상으로, 3相 Bridge回路 Inverter의 負荷率에 따라 달라지는 動作 Mode의 vector方式에 의한 解析의 概要를 설명하였거니와 여기서 Thyristor inverter가 一般電力系統과 같이 簡略한 vector解析에 의하여 풀이되지 않는 이유를 알았을 것으로 믿는다. 그리고 이상과 같은 解析을 통하여 Thyristor inverter가 energy變換機構로서 갖추어야 할 事項 중 On-off switching役割에 의한 可變 energy能力은 우수하나, reactive 電力處理能力이 없어서 高調波에너지를 발생시키고 이로인한 轉流能力의 감퇴를 야기시킨 결과를 가져와 이를 補償하기 위한 새로운 機構가 필요함을 알 수 있다.

끝으로 Thyristor inverter에 관한 研究가 電壓制御方式에서 電流制御方式으로의 變遷, 펄스幅電壓制御方式의 채택, 轉流作用補助要素가 內藏된 thyristor素子の 開發을 목표로 하고 있음은 모두 이상과 같은 vector解析法에서 보아 온 inverter自體의 결함에 연유한다 함을 밝혀 둔다.