

순환전류제어형 사이크로컨버터에서 순환전류의 영향

고석진\* 충남대학교 이규종 충남대학교  
 설서진 충남대학교

Effects of Circulating current on the controlled  
 Circulating current Cycloconverter

Seok-Jin Go, Kyo-Jong Lee, Se -Jin Seong  
 Chung-Nam National University

ABSTRACT- In this study, so called high frequency cycloconverter which converts commercial ac power source directly to high frequency power source is proposed.

In this system, the circulating current play very important role. Its state and magnitude effects on system characteristics.

This paper deals with the control method of the circulating current and side band component analysis of high frequency side current which is produced by it.

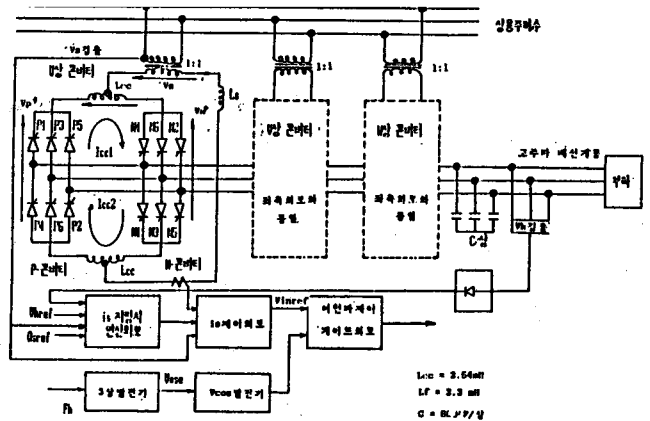


그림. 1 고주파 사이크로컨버터의 시스템 구성도

$L_c = 2.54mH$   
 $L_f = 2.3mH$   
 $C = 0.22\mu F$

1. 서론

순환전류를 이용한 전력변환 장치에는 순환전류가 항상 연속적으로 흐르는 상태에서 운전하는 방식과 항상 단속된 상태에서 운전하는 방식이 있다.

일반적으로 순환전류를 연속적인 상태에서 운전하려면 순환리액터의 용량을 크게해야 하고, 펄스수를 작게해야 한다거나, 부하와 부 로 접속되어 전압, 전류를 공급하는 권선의 용량을 크게하여 순환전류가 항상 연속적으로 흐르도록 해야한다. 이렇게 할 경우 시스템 규모를 줄이고, 제어면 경제적인면 역시 볼 때 바람직 하지 못하다.

이에 대하여, 본 논문에서는 순환리액터의 용량을 제한할 수 있고, 고주파측 각 선간의 순환전류를 독립적으로 조절 가능한 단속 순환전류 제어법을 제안한다.

본 논문에서 제어하고자 하는 고주파 사이크로컨버터의 주회로가 그림.1에 보이고 있다.본 시스템에서는 고주파측이 부하측이므로 일의의 3상 발진기를 이용하여 발진기 역시 일의의 전압에 따라 어떤파형조 패턴을 만들고 있다.

본 논문에서는 단속 순환전류에 의해 고주파측에 발생하는 기본파 무효전류, 토크파, 고조파의 크기를 예측하고, 시스템 파라미터들에 따른 순환전류의 영향을 제시하고, 제한하는 제어법으로 순환전류를 제어 그 제어정도를 제시하고자 한다.

2. 순환전류의 검토

그림.2은 U상분 전류  $i_{cu} < 0$  에서 N-Converter를 흐른다고 가정하면, N-Converter의 제어각  $\alpha_n$  은 전원전압에 대하여 정현파 역기전력을 출력해야 한다는 조건에 의해 결정된다. 또한, P-Converter의 제어각  $\alpha_p$ 는  $\alpha_p = \pi - \alpha_n$ 로 결정된다. 이

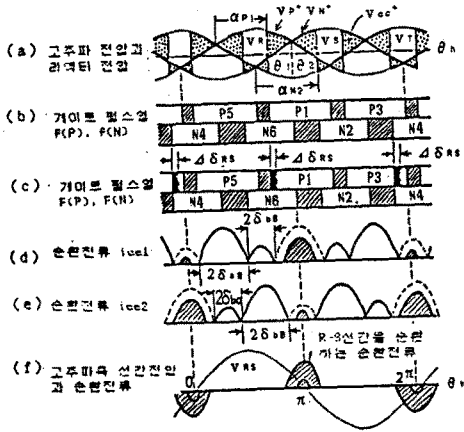


그림. 2 순환전류 파형

제  $e_h = e_{10}$ 에서 P1에 게이트 펄스가 주어지면, P1에서 N6에 순환전류  $i_{cc1}$ 이 흐른다.  $e_h = e_{10}$ 이 되면 N2에 게이트 펄스가 인가되는 한편, P1에는 전과 같이 게이트 펄스가 인가된 상태이므로 P1에서 N2를 통해  $i_{cc1}$ 이 흐른다. 따라서 도통각은 정본에 따라 달라지게 되어 그림.2에서 볼 수 있는 바와같이  $2\delta a$ ,  $2\delta b$ 의 2종류가 생긴다. 그림.3은 순환전류 정본과 그때의 도통각을 나타내고 있다. 그림에서  $2\delta a$ 는 P1에서 N6에 흐르는 경우를,  $2\delta b$ 는 P1에서 N2에 흐르는 경우를 나타내고 있다.

여기서  $x$ 표는 고주파측에서 일정한 전속되어 있는 소자를 통해 순환리액터  $L_{cc}$ 의 양단이 단락된 상태의 정본에서 순환전류가 흐르지 않는 것으로 간주한다.

이상에서 순환전류는  $L_{cc}$ 에 인가된 전압  $V_{cc}$  ( $V_{cc} = V_p - V_n$ )를 적분하여  $L_{cc}$ 로 나눈값으로 취할 수 있다.

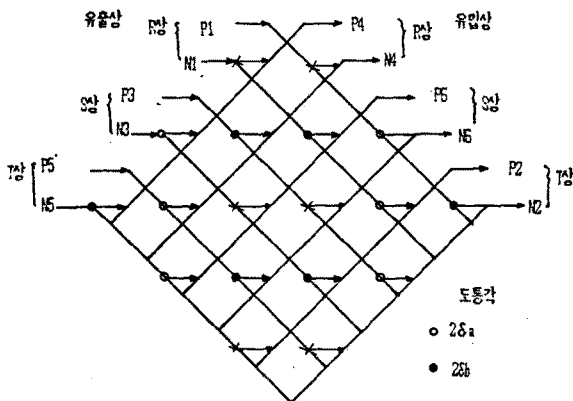


그림. 3 순환전류 정본과 도통각

고주파측 전압전폭이 일정하다고 가정하면,  $V_{cc}$ 는 P-, N-Converter의 제어각 조절에 의해 일정하게 주어지기 때문에 순환전류 파형도 일정하게 된다.

### 3. 순환전류의 도통각 제어

앞에서 논한바와 같이  $\alpha_p$ ,  $\alpha_n$ 중 전원전류  $i_{eu}$ 가 흐르는 변환기 제어각( $\alpha$ 라 칭한다.)은 전원전압에 대항하여 정현파의 역기전력을 출력해야 한다는 조건으로부터 결정된다. 따라서 이러한 제약하에서  $i_{cc}$ 만이 흐르는 제어각( $\alpha$ 라 칭한다.)에 의해 순환전류  $i_{cc}$ 제어가 가능하다. 그러나 이 방법만으로는 고주파측 선간의 순환전류에 영향을 미치지 않고 제어할 수 있는 자유도는 없다. 따라서 다중과 같은 방법을 제한한다. 우선 기준방식과 같이 역기전력을 출력하는 조건으로부터  $\alpha_e$ 를 결정하고  $\alpha_c = \pi - \alpha_e$ 로 쓴다. 이와같이 발생시킨 각 소자의 게이트 펄스를  $F(P1-P6)$ ,  $F(N1-N6)$ 라 하자. 다음으로 그림.2에서 R-3선간을 흐르는 도통각을 선택적으로 감소시키는 경우를 생각하면, 그림.3에서 순환전류  $i_{cc}$ 의 정본은 P1에서 N6로, P3에서 N4로 흐르는 정본이 존재한다. 이제  $i_{eu} < 0$ 일때, 즉  $i_{eu}$ 가 N-Converter를 흐르는 경우를 가정 하였으므로 그림.2의 (c)와 같이 논리의 곱  $F(P1)*F(N6)$ ,  $F(P3)*F(N4)$ 가 시작되는 곳에서  $\Delta\delta RS$  기간만큼  $F(P1)*F(N6)$ 를 금지시키면 그림.1의 (d)와 같이  $i_{cc}$ 의 도통각을  $2\Delta\delta RS$ 만큼 감소 시킬 수 있다. 그리고  $i_{eu} > 0$ 인 경우는  $F(P1)$ ,  $F(P3)$ 대신  $F(N6)$ ,  $F(N4)$ 에 금지기간을 두면 똑같은 효과를 얻을 수 있다.  $i_{cc}$ 에 관해서는  $N1 \rightarrow P6$ ,  $N3 \rightarrow P4$ 의 정본에 착목해서 P6, P4의 게이트 펄스를  $\delta RS$ 만큼 금지시키면 그림.2의 (e)와 같은 파형을 얻을 수 있다.

### 4. 순환전류에 기인하는 고주파측 전류의 해석방법

그림.4은 고주파측에 존재하는 선간전압  $v_{\alpha}$ 와 그의 선간을 순환하는 순환전류  $i_{cc}$ 의 파형이다.  $i_{cc}$ 의 도통각을  $2\delta$ 로 하고,  $\alpha$ 의  $\delta$ 가  $\theta$ 의 함수로 주어질 때,  $i_{cc}$ 는  $v_{\alpha}$ 와 동기하는 기준삼각파  $e(\theta)$ 와  $\delta(\theta)$ 와 비교함으로써 얻을 수 있는 수위 정 함수  $F(\theta)$ 를 이용하여 다음식을 나타낼 수 있다.

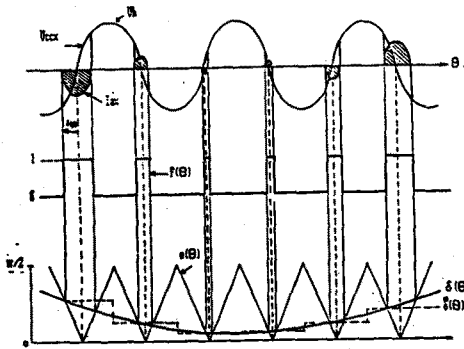


그림 4 Vrs, F(θ), Isx의 관계

$$i_{cc} = 1/L_{cc} \int V_{cc} dt \quad (1)$$

$$V_{cc} \approx F(\theta) \cdot V_h$$

$$= F(\theta) \cdot \sqrt{2} V_h \sin \theta \quad (2)$$

$$F(\theta) = 2/\pi \cdot \delta(\theta) + \sum_{\alpha=1}^{\infty} 2/\alpha \pi \cdot \sin 2\alpha \cdot \delta(\theta) \cdot \cos 2\alpha \theta \quad (3)$$

δ(θ)는 다음에 따른다.

- (1) 출력전압비 r에 의하여 그림 5의(c)와 같이 P-N-Converter의 제어각 αp, αn이 주어진다.
- (2) 도통각 제어항 Δδ=0일 때의 Δδ의 패턴은 그림 5의(d)와 같이 δa, δb가 결정된다.
- (3) δa=δa0-Δδ, δb=δb0-Δδ에서 Δδ의 변조항수가 결정된다.

이상에서 R-3간에서 흐르는 순환전류를 IRS라 할 때 다음과 같은 식으로 주어진다.

$$i_{RSx} = 1/L_{cc} \int V_{cc} dt = - \sum_{n=1,3,5,\dots} a_n(\theta) \cos n\theta \quad (4)$$

$$\text{(단, } a_n(\theta) = 2\sqrt{2}V_h/n\pi \theta \sin L_{cc} [SIN(n-1)\delta(\theta)] / (n-1) - [SIN(n-1)\delta(\theta)] / (n-1) \text{)} \quad (5)$$

$$= \sum_{k=2}^{\infty} [B_{nk}/2 + B_{nk} \cos(\theta - 2m\pi/3)] \quad (6)$$

여기서 x=U일 때 m=0, V일 때 m=1, W일 때 m=-1로 한다.

$$B_{nk} = 1/\pi \int a_n(\theta) \cdot \cos k\theta \cdot d\theta \quad (7)$$

U, V, W상 전류의 합 IRS는 다음과 같다.

$$i_{RS} = \sum_{x=U,V,W} i_{RSx}$$

$$= -3/2 \sum_{n=1,3,5,\dots} \sum_{k=0,6,12,\dots} B_{nk} \cos(n\theta \pm k\theta) \quad (8)$$

식(8)로부터 다음을 확인할 수 있다.

- (1) IRS는 nθ를 중심 각주파수로 하는 복대파를 형성한다.

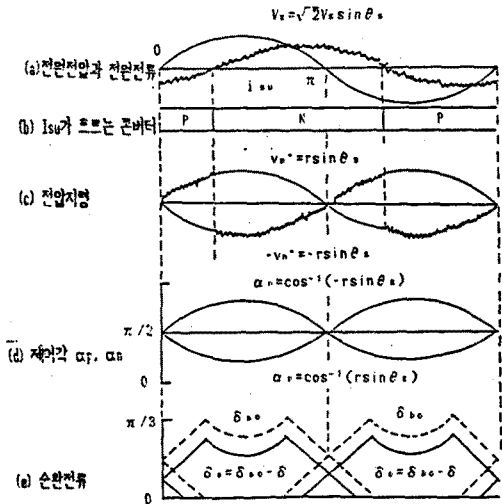


그림 5 - 전압지령, 제어각, 순환전류 파형

- (2) R-3간, 3-T간, T-R간을 불평형 제어한 경우에도  $\theta \pm 2\theta$ ,  $\theta \pm 4\theta$  등은 고주파측에 나타나지 않는다.
- (3) 각 선간전류 ia, ib, ic가 평형의 경우에만 하여  $3\theta$ ,  $9\theta$ 를 중심으로 한 복대파는 발생되어 고주파측에 나타나지 않는다.

### 5. 시뮬레이션 및 결과

순환전류 크기에 영향을 주는 파라미터는 인출력 주파수비 Fh/Fa와 출력전압비 r과 순환전류 도통 제어각 Δδ이다. 그림 6은 고주파사이크로컨버터를 무부하로 운전할 때의 동작파형이다. (a)는 순환전류이고, (b)는 전압을 1상분의 컨버터에서 고주파를 편성하여 유출하는 전류이다. 이 전류에는 엄밀히 말하면 전원전류가 기인하는 성분도 포함되지만, 이의 영향은 작아 순환전류에 기인하는 성분으로 볼 수 있다.

(c)는 이의 스펙트럼이다. 스펙트럼에서  $n\theta \pm 3m\theta$ 의 성분은 전압을 각상의 대칭성으로 부터 발생되어 편성시에는 유입하지 않는 성분으로 볼 수 있다. (d)는 3상분 전류를 나타내고 있다. 유도된 식으로부터 예상하는 데이터와 일치함을 볼 수 있다. 그림 7은 주파수비에 따른 순위상차의 영향을 도통각제어 Δδ에 따라 그 결과를 나타내고 있다. 순환전류 도통각제어 Δδ=0로 할 때, Fh/Fa ≥ 80이면 기본파 전류에 미치는 영향은 무시할 정도

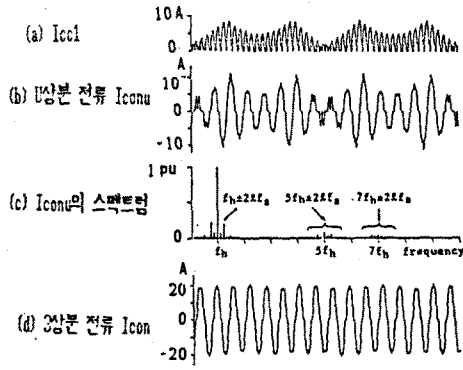


그림 6 시뮬레이션 파형  
( $r=0.7, \Delta\delta=0, f_h/f_e=16$ )

이다.  $\Delta\delta$  값을 크게하여 순환전류를 제어할 경우  $F_h/F_e$ 가 8미만에서도 운전가능하다. 그러나  $\Delta\delta$ 를 크게할 경우 기본파 전류를 감소시켜 고주파측 전류 파형은 악화된다.

그림 8은 순환전류에 기인하는 고주파측 주파수 성분 에 미치는  $\Delta\delta$ 와  $r$ 의 영향을 고려하고 있다. (a)는  $\Delta\delta$ 의 영향을 보이고 있다. (c)는  $r$ 값에 따른 최대파 폭을 나타내고 있다.  $r=0.50$ 에서  $f_h \pm 4f_e$ 값이,  $r=0.70$ 에서  $f_h \pm 2f_e, f_h \pm 6f_e$ 값이 증가함을 볼 수 있다. 이들의 영향을 방지하기 위해서 필터회로의 설비가 요구된다.

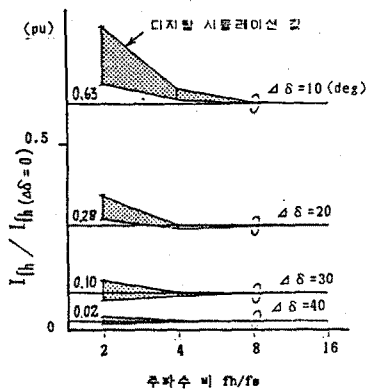


그림 7  $F_h/F_e, \delta$ 에 대한  $I_{1/f}$ 의 영향

6. 결론

본 시스템에서 콘버터의 순환전류는 시스템 동작 특성에 중요한 영향을 미친다. 순환전류 크기에 영향을 미치는 파라미터의 영향을 고려, 그 결과를 제시하였다. 본 연구의 결과를 요약하면 다음과 같다.

- (1) 순환전류에 기인하여 고주파측 전류에는  $nF_h \pm 6mF_e$ 의 최대파 성분이 존재한다.

- (2) 고주파측 고조파성분을 파라미터에 따라 그 크기를 정확히 해석함으로써 이들성분을 제거할 필터설계의 지침서를 제시하였다.

- (3) 단속 순환전류 제어법을 제안하여 선간을 흐르는 순환전류를 독립적으로 제어, 순환전류 단속상태에서 운전, 순환리액터의 용량과 본연시 용량을 지킴할 수 있다.

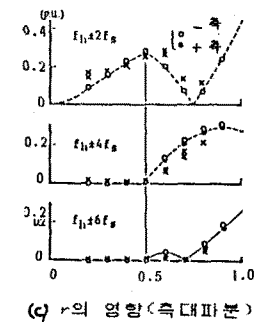
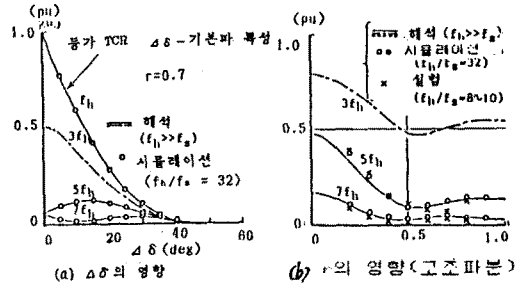


그림 8 순환전류에 기인하는 고주파측 주파수에 미치는  $\Delta\delta, r$ 의 영향

7. 참고문헌

- (1) 多田 隼也: 「非干渉制御理論を適用した循環電流の制御法の検討」 電学論B, 104, 77(昭59-2)
- (2) 深尾 他: 「高周波電源用サイクロコンバータの運転限界と商用系統側特性」 電学論B, 106 (昭61-7)
- (3) 金 他: 「高周波タンク回路を用いた循環電流形サイクロコンバータのタンク周波数制御」 電学論B, 106, 383(昭61-4)
- (4) 深尾 他: 「サイクロコンバータを用いた無効電力補償装置の無効電力平衡に着目した動作解析と補償限界」 電学論B, 104, 833 (昭59-12)
- (5) L.Gyugyi et al: "Static Power Frequency Changers." Wiley-Interscience 409 (1976)