

전력변환 시스템의 현상과 동향

양 승 학*, 장 영 학**

(*호남대 공대 전기공학과 전임강사, **목포대 공대 전기공학과 조교수)

1. 서 론

최근 BJT, IGBT, MOSFET 등의 전력용 스위칭 소자의 발달로 인해 전력변환 기술은 눈부신 발전을 보이고 있고 이미 전력계통, 산업및 민생용으로 폭넓게 실용화되고 있다.

이러한 전력변환의 회로구성은 전력용 반도체 소자의 종류와 성능에 의해 그의 특성은 조금씩 다르지만 어떠한 구성이더라도 이상적인 전력변환을 행하려고 한다. 이상적인 전력변환이란, 예를 들면 3상 교류전원을 입력으로서 가변 전압, 가변 주파수의 교류출력을 구하려는 시스템의 경우는 역률이 1인 정현파의 입력전류파형, 정현파의 출력파형, 전원회생의 가능, 100%의 전력변환 효율이 얻어지는 회로이다.

3상 PWM형 전력변환시스템은 이와 같은 이상에 가까운 전력변환을 실현하고 있으며, 이 변환기의 스위칭 주파수를 높게 하면 트랜스, 리액터, 콘덴서 등의 수동소자의 용량을 저감할 수 있으므로 소형화, 경량화가 가능하게 되어 시스템의 성능을 향상시킬 수 있다. 그러나, 최근에 장치의 고전력 소형화와 고신뢰성을 위해 주 회로의 스위칭 주파수를 상승시키는 방법이 있으나 이는 지금까지 무시해 온 스위칭 손실 등이 문제로 대두된다[1, 2].

이와 같이 전력변환 시스템의 고성능화를 위해서는 스위칭 주파수를 고주파수로 하는 것이 필요하다. 그러나 PWM방식에서는 반도체 소자를 강제적으로 스위칭시키기 때문에 고주파 스위칭을 행하면 EMI, EMC 문제를 무시할 수 없게 되고 스위칭 손실은 스위칭 주파수와 함께 증가한다.

이 문제를 해결하기 위해 1986년에 미국 위스콘신대학에서 당초 인공위성 등에 탑재하는 직류전원으로서 직류/직류 컨버터의 공진 스위치였던 회로구성을 3상 직류링크 전압형 인버터에 전개하여 소프트 스위칭이 가능하게 되는 교류전원용의 전압형 인버터를 발표하였다. 또한 그 당시에 또 다른 공진형 회로구성인 교류링크 인버터도 발표되었다[3-5].

이러한 배경으로 이하에서는 PWM 전력변환기의 소개를 시작으로 고주파수화의 필요성및 그로 인해 파생되는 문제점

을 고찰하고, 공진형 전력변환 시스템의 필요성에 대하여 논한 뒤 각종의 공진형 변환기에 대하여 간략하게 설명하고자 한다.

2. PWM형 전력변환 시스템

전력변환방식은 종래의 3상브릿지 구성이 기본이었고 각종 방식이 실용화되어 용도에 따른 여러 형태로 분류하게 되었다. 본 절에서는 전압형 인버터, 전류형 인버터 그리고 가까운 장래에 실용화될 수 있는 중성점 클램프 전압형 PWM인버터를 소개한다.

2.1 전압형 인버터

그림 1은 스위치 소자로서 바이폴라 트랜지스터를 이용한 전압형 3상 브릿지 인버터의 주 회로이다.

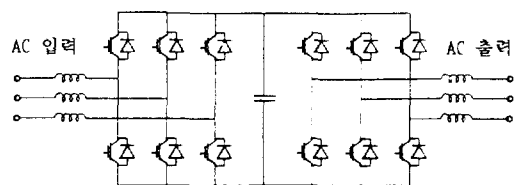


그림 1. 전압형 전력변환기

직류전원의 극성은 일정하고 그의 내부 임피던스는 낮게 되지 않으면 안된다. PWM을 이용하여 인버터 자체에 출력 전압의 조정 기능을 갖게 하면 직류전압은 일정하게 된다. 범용 인버터에서는 다이오드 정류브릿지와 대용량 전해콘덴서로 이것을 실현하고 있다. 직류전원의 극성이 일정하므로 역저지능력이 없는 자기소호형 소자를 사용할 수 있고 회로구성이 간단하므로 가장 폭 넓게 이용되고 있다.

스위치 소자는 출력의 상전압 파형을 간단히 정현파에 가깝게 할 수 있다는 것이 아니고 전동기와 인버터를 일체로

하여 가장 적은 스위칭 회수로 목적하는 특성을 실현한다.

또한, 자기소호형 소자의 고성능화에 의해 인버터에서 만이 아니고 컨버터측에도 자여식 변환기가 이용되어 교류전원측으로 전력의 회생, 교류전원측의 역률향상, 고조파성분의 저감이 가능하게 되었다.

2.2 직류형 인버터

그림 2(a)는 싸이리스터를 이용한 직류형 인버터 시스템의 주 회로구성이다.

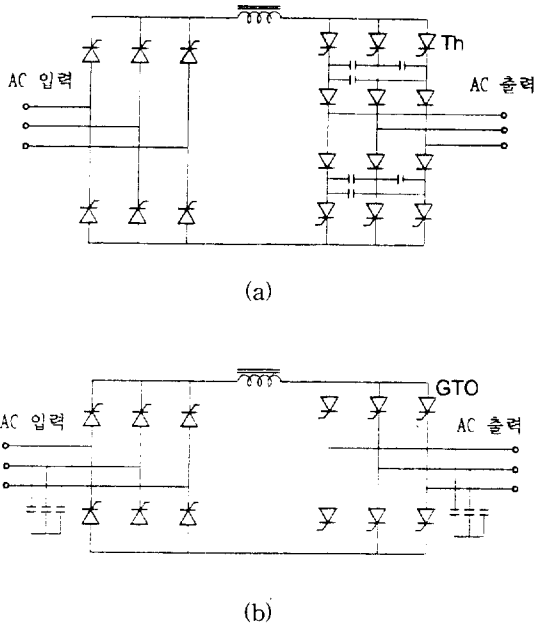


그림 2. 직류형 전력변환기

이 방식에서는 전동기운전의 경우에서뿐만 아니라 발전기 동작을 행하는 회생운전 시에도 직류전류의 방향은 일정하므로 간단한 주 회로구성으로 교류전원측으로 전력회생이 가능하므로 빈번한 가감속운전이 요구되는 용도에 이용되어 왔다. 한편, 전압형 인버터와 달리 부하의 무효전력은 전류콘덴서에서 처리되지 않으면 안되므로 자기소호형 소자를 이용하더라도 전류에너지의 회수 회로가 복잡하게 되어 별로 잇점이 없다고 생각되고 있다. 그러나 그림 2(b)와 같이 GTO를 3상 브릿지 결선하고 교류출력단에 콘덴서를 접속한 회로를 기본으로 하는 회로구성으로 PWM제어를 행하면 콘덴서의 용량도 비교적 줄일 수 있고 출력 전류, 전압을 정현파로 할 수 있으므로 이미 실용되고 있다[6].

2.3 중성점 클램프 전압형 인버터

그림 3은 중성점 클램프 전압형 인버터의 주 회로구성이다. 이것은 그림의 점선으로 둘러싸인 9kV 4.5kA의 역도통GTO

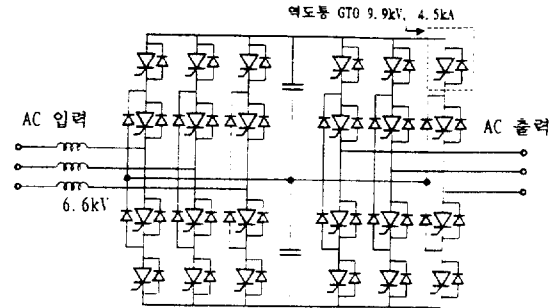


그림 3. 중성점 클램프 전압형 전력변환기

싸이리스터 2개를 직렬로 접속하고 거기에 중성점 클램프 다이오드를 추가하여 6.6kV 고압수전과 파형개선을 동시에 달성하려고 하는 것이다.

그러나, 직류콘덴서의 중성점 전위는 떠있는 상태이므로 제어할 하지 않으면 중성점 전위가 변동하고 최악의 경우에는 역도통GTO 싸이리스터에 직류전압(9-10kV)이 직접 인가될 우려가 있다. 실용화에 있어서는, 중성점 전위를 검출하여 PWM제어를 궁리하므로써 중성점 전위의 변동을 설정치(직류전압의 2-5%) 이내로 억제할 필요가 있다.

현재, 압연기 AC구동의 전력변환 시스템에서는 비순환 전류형 싸이클로 컨버터가 사용되고 있다. 그러나, 싸이클로 컨버터는 전원 역률이 나쁘고 저차조파를 발생하는 등의 문제점이 있다. 역도통GTO 싸이리스터를 이용한 중성점 클램프 전압형 인버터는 이러한 싸이클로 컨버터 고유의 문제점을 한 번에 해결하는 것이 가능하여 가까운 장래에 압연기 등의 대용량 AC구동의 전력변환회로로서 기대할 수 있다[7].

3. PWM 전력변환 시스템의 고주파수화

고속스위칭 소자를 이용한 PWM변환기의 고주파수화가 급속하게 진행되고 있다. 전력용 트랜지스터, GTO, 전력용 MOSFET, SIT, IGBT 등이 이미 폭넓게 실용되고 있고 현재 SI 싸이리스터의 이용이 계속 늘어가고 있으며 MCT의 실용화도 멀지 않다.

이하에서는 고주파수화의 필요성과 그에 따라 생기는 문제를 기술하여 공진을 이용한 전력변환의 배경을 명확히 하고자 한다.

3.1. 필요성

PWM변환기의 고주파수화는 소형화, 경량화, 고효율화, 응답의 고속화 등을 실현하기 위해 필요하다. PWM변환기에서는 전압 또는 전류의 레벨 변환이나 평활을 위해 에너지를 일시적으로 축적하는 콘덴서 및 인덕터, 변압기등이 사용되고 이러한 것들은 비교적 커다란 용적을 차지하고 있으나, 고주

파수화에 의해 축적해야 하는 에너지의 피크값이 작게 되어 콘덴서 및 인덕터를 소형화할 수 있게 한다.

스위칭 손실은 스위칭 시간을 단축하는 것으로부터 경감할 수 있다. 스위칭 중에는 소자의 전압과 전류의 곱을 스위칭 시간으로 적분한 에너지가 소자 자신에 의해 소비된다. 따라서 스위칭 시간을 짧게 하면 스위칭 마다의 에너지 손실이 작게 되어 변환효율을 높게 할 수 있다.

더구나 전력변환기의 제어 주파수 대역을 제한하는 스위칭 주파수를 고주파수화하면 응답을 고속화할 수 있다. 단, 스위칭 손실은 증가한다.

3.2 파생하는 문제

고속소자의 이용에 의해 파생하는 문제에는 고주파수화에 의해 스위칭 회수가 늘어나기 때문에 생기는 것과, 고속 스위칭에 의해 파형이 급변하게 됨으로서 생기는 것이 있다.

3.2.1 고주파수화에 의해 파생하는 문제

PWM 인버터에서는 캐리어 주파수의 상승에 따라서 스위칭 손실이 증가한다. IGBT를 사용한 인버터에서는 스위칭 손실 때문에 캐리어 주파수는 10kHz 정도로 제한되고, 가청소음을 저감시키기 위해 20kHz로 하면 IGBT의 스위칭 손실은 도통손실의 4배 정도가 된다고 보고되어 있다[8].

3.2.2 스위칭 시간의 단축에 의해 파생하는 문제

전압 및 전류의 변화가 급준하게 되면 지금까지 보이지 않았던 것이 문제로 대두된다. 그 원인은 그림 4에 나타난 바와 같은 배선 등에 의한 소자에 직렬 연결된 배선 인덕턴스 및 소자에 병렬 연결된 소자 내부의 기생용량(FET의 드레인-소오스 간 혹은 다이오드의 애노드-캐소드 간) 등이다. 이들의 값은 대단히 작기 때문에 전압 및 전류의 변화가 서서히 일어나는 경우에는 무시할 수 있지만, 변화가 급준하게 되면 다음과 같은 문제를 야기시킨다.

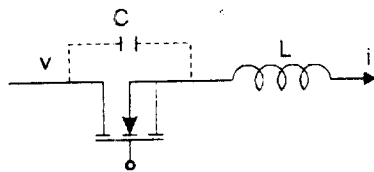


그림 4. 기생 파라미터

스위치를 오픈할 때 전류를 급하게 줄이면, 소자에 직렬로 연결된 기생 인덕턴스의 di/dt 도 크게 되기 때문에 오픈하는 소자에는 스파이크상의 과전압이 부가되고 스위칭을 고속화할수록 크게 되어 최악의 경우에는 소자를 파괴하게 된다. 게다가 기생 인덕턴스와 기생용량의 직렬공진에 의해 소자 양단의 전압이 진동하고 전자 노이즈발생의 원인이

된다.

한편, 스위치를 턴 온할 때는, 이전에 기생용량에 충전되어 있던 에너지가 소자의 내부에서 소비된다. 스위칭 1회 당 이렇게 소비되는 손실은 작지만, 스위칭 주파수가 수 MHz 이상으로 되면 무시할 수 없게 된다.

더구나 인버터 출력전압의 dv/dt 가 부하기기의 과전압 혹은 오동작을 발생시킬 수가 있다. 즉, 전압형 인버터로 구동하는 전동기 시스템의 경우에 고속스위칭에 의해 출력전압의 dv/dt 가 크게 되면 전동기까지의 케이블의 L, C성분의 공진 현상에 의해 전동기 단자의 피크전압이 상승한다[9]. 높은 피크전압이 반복해서 인가되면 전동기 권선의 절연을 열화시키므로 대책이 필요한 경우가 있다.

4. 공진형 전력변환 시스템

4.1 필요성

전력변환 시스템의 고성능화를 위해서는 스위칭 주파수의 고주파수화가 필요하게 된다. 그러나 현재의 변환시스템에서는 반도체 소자를 강제적으로 스위칭하고 있기 때문에 주파수를 높이면 스위칭 손실이 증가할 뿐만 아니라 전자 노이즈도 발생하기 쉽게 된다.

현재 일반적인 PWM 인버터의 스위칭 주파수의 한계는 GTO가 1kHz, BJT는 3kHz, IGBT는 10kHz 그리고 MOSFET는 20kHz 정도로 되어 있다. 이 값은 정상운전할 때, 각 소자의 PN접합부의 온도 상승을 고려하여 결정되어 있다. 따라서 이 이상의 스위칭 주파수로 운전을 행하면 적용 소자의 전류용량 마진을 크게 잡지 않으면 소자의 접합온도는 허용 온도를 넘어 열폭주로 이어진다. 이와 같은 이유로 PWM 인버터의 회로구성에 있어서는 상기 주파수에 의한 구동이 거의 한계로 되어 있다.

이러한 문제를 해결하기 위하여 공진형의 전력변환기술이 주목을 받고 있다. 본 기술의 최대의 특징은, 공진회로에 의한 소자의 전압 또는 전류가 영으로 되는 시점을 만들어 그 시점에서 스위칭을 행하므로써 스위칭 손실을 원리적으로 영으로 한다는 것에 있다. 이로부터 전력변환 시스템의 손실은 정상손실 만으로 되므로 고주파 스위칭 운전이나 시스템의 고효율화가 가능하게 된다.

이러함에도 불구하고 지금까지 이 분야의 연구가 활성화되지 못한 이유는 다음과 같이 고려된다. 먼저 IGBT, SIT, FET 등의 고속 스위칭 소자를 사용할 수 있게 되어 현재 별로 불편을 느끼지 못하고 있다. 또한 공진형에서는 스위칭의 타이밍이 제약되어 출력의 미세 조정이 어렵다. 이는 전동기 구동 시스템과 같이 토오크 맥동, 자기소음 저감, 고속응답의 실현을 위해 정밀한 출력전류의 제어가 필요한 용도에는 부적당하다고 생각되어 지는 것이다.

그러나, 전력변환 기술이 급속하게 진보하고 있는 것이 전력용 반도체 소자의 발달에 기인한 것으로만 보는 시각에서, 보다 적극적으로 전력변환의 회로구성을 궁리하므로써 만일

소자의 진보가 없었다면 전력변환 기술은 발전하지 않았을 것이라는 인식을 변화시킬 필요가 있다.

4.2 공진형 전력변환기의 특징

공진형 전력변환 시스템의 특징으로 대표적인 것들을 다음과 같이 열거할 수 있다.

먼저, 스위칭 손실이 원리적으로 거의 영으로 되기 때문에 저손실에 의한 시스템의 고효율화를 달성할 수 있으며, 다음은 가청주파수 이상의 스위칭 주파수에서 운전이 가능하므로 종래부터 문제로 되고 있던 캐리어 성분에 의한 전자소음의 경감이 가능하게 된다. 마지막으로, 소프트 스위칭에 의한 소자의 책무가 경감되는 점을 들 수 있다. PWM 방식의 경우, 턴 오프때에 있어서 $V_{CE} - I_C$ 궤적을 소자의 RBSOA(안전동작영역)내에 놓아 둘 필요가 있고, 장치설계 나 소자설계에서 중요한 문제로 취급하여 왔다. 이에 대하여 공진형의 경우에는, 턴 오프때에 있어서 전압상승은 영전압으로부터 시작하여 공진파형에 따라 상승하기 때문에 실제상 RBSOA에 대한 배려를 행할 필요가 없다.

또한 PWM방식에서는, 스위칭 소자가 턴 온할 때 환류다이오드에 역회복 동작이 발생하므로 회복시의 파형에 대한 배려 및 역회복 손실의 발생이 중요한 문제로 되어 있다. 한편 공진형의 경우에는, 턴 온할 때도 영전압 시에 이루어지므로 역회복 동작은 일어나지 않으며 이 점에 있어서도 소자의 책무가 경감되는 것을 알 수 있다.

4.3 공진형 전력변환기의 분류

입력측 컨버터와 출력측 인버터의 링크부를 공진형으로 하는 전력변환 시스템은, 링크부의 극성에 의해 직류링크형과 교류링크형으로 분류할 수 있다. 즉, PWM방식에 있어서 직류링크부가 교류로 공진하고 있는가, 직류의 오프셋 성분을 가지고 공진하고 있는가에 의해 나뉘어진다.

또한 직류링크형은 컨버터부와 인버터부 모두 PWM방식과 동일한 구성으로 비교적 용이하게 구축할 수 있는 것에 대하여 교류링크형의 경우에는 쌍방향성의 스위칭 소자가 필요하고 직류링크형에 비해 2배의 소자가 필요하게 되며, 게다가 전해콘덴서나 직류리액터와 같은 에너지 버퍼가 존재하지 않기 때문에 제어 상의 공리가 필요하게 된다. 그러나 공진 1주기 내에 영전압(전류)의 시점이 직류링크형에서는 1회인 것에 반해 교류링크형에서는 2회가 존재하므로 고주파 스위칭 운전이 가능하다.

또한 이들 방식의 각각은 공진방식에 의해 직렬공진 회로 방식과 병렬공진 회로방식으로 구분할 수 있다.

4.3.1 직류링크형

공진회로의 종류에 의해 직렬공진방식과 병렬공진방식이 있으며 어떠한 방식이더라도 전압 또는 전류값이 영일 때 변환기의 스위칭이 행하여진다. 이들은 그림 5에 나타낸 바와

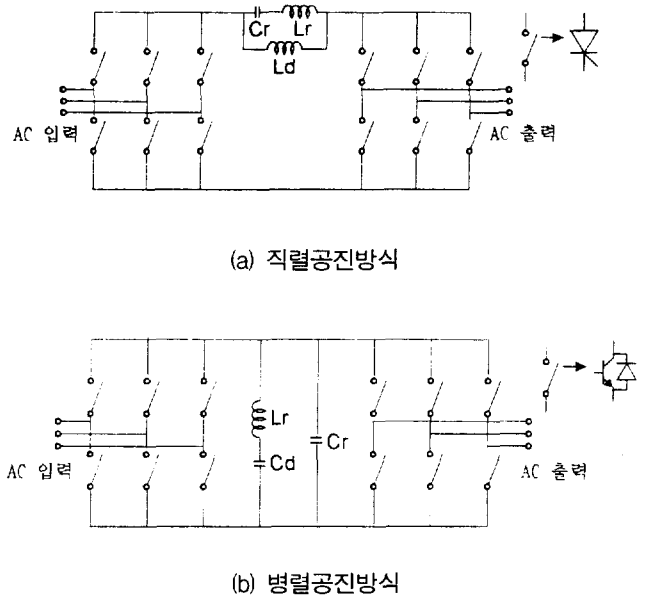


그림 5. 직류 링크형 전력변환기

같이 링크부의 공진전압 혹은 전류는 직류가 중첩하여 단일 극성으로 된다. 이 때문에 주 회로소자는 일방향으로 회로구성이 간단하게 된다.

즉 그림에서 알 수 있듯이 직렬공진방식은 사이리스터 인버터와 같은 회로, 병렬공진방식에서는 보통의 트랜지스터 인버터와 같은 회로의 사용이 가능하게 된다.

4.3.2 교류링크형

교류링크 변환기는 그림 6에서와 같이 링크부의 공진전압

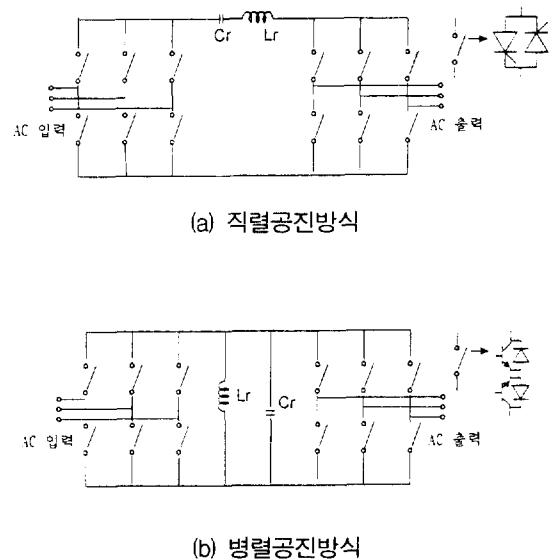


그림 6. 교류 링크형 전력변환기

표 1. 주 회로 부품에 따른 비교

항 목	PWM형			공진형			비 고
	다이오드 정류기형	컨버터형	직류링크형 (無電抗素)	직류링크형 (有電抗素)	교류링크형		
주 회로 부품	수량	다이오드 6 주스위치 6	주스위치12	주스위치 12	주스위치 12 클램프스위치1	주스위치 24	
	내압	600V 系	600V 系	1200V 系	1200V 系 (600V系 가능)	600V 系	입력전압 200V경우
	dv/dt	高	高	低	低	低	
	RBSOA	必要	必要	不要	不要	不要	
	다이오드 역회복	有	有	無	無	無	
	입력ACL	無(접속하는경우도 有)	有	有	有	有	
	전해콘덴서	有	有	有	有	無	
	스너버회로	有	有	無	無	無	
	공진리액터			有	有	有	공진리액터적용 (아물파스)
	공진콘덴서 (내압)			有 (1200V이상)	有 (600V이상)	有 (600V이상)	고주파특성, 큰전류용량필요
	클램프회로			無	有(스위치, 콘덴서)	無	
	방열판	大	大	小	小	小	상대적으로
센서	전류 검출기	인버터 출력전류	콘버터 입력전류 인버터 출력전류	콘버터 입력전류 인버터 출력전류 공진리액터 전류	콘버터 입력전류 인버터 출력전류 공진리액터 전류	콘버터 입력전류 인버터 출력전류 공진리액터 전류	공진리액터전류검 출시고속필요
	전압 검출기	인버터 출력전압	전해콘덴서 전압 인버터 출력전압 전원 전압	전해콘덴서 전압 인버터 출력전압 전원 전압	전해콘덴서 전압 인버터 출력전압 전원 전압	인버터 출력전압 전원 전압 공진콘덴서 전압	

표 2. 성능, 기능 및 제어항목에 따른 비교

항 목	PWM형			공진형			비 고
	다이오드 정류기형	컨버터형	직류링크형 (無電抗素)	직류링크형 (有電抗素)	교류링크형		
성 능 / 기 능	턴-온 손실	有	有	0	0	0	PWM형에 비교하여
	턴-오프손실	有	有	1/30	1/30	1/30	
	역회복 손실	有	有	0	0	0	
	공진부 손실						
	정상 손실	有	有				
	ACL			有	有	有	
	총합 효율	90%	90%				
	스위칭 주파수	8-10kHz	8-10kHz	20-30kHz	10-20kHz	20kHz-	IGBT사용
	운전 모드	驅動	驅動, 回生	驅動, 回生	驅動, 回生	驅動, 回生	
	에너지 버퍼 기능	有	有	有	有	無	
항 목	입력 파형	×	◎ (fc=10kHz전제)	○ (豫想)	△ (現狀)	◎ (豫想)	IGBT사용
	출력 파형	◎ (fc=10kHz전제)	◎ (fc=10kHz전제)	○ (豫想)	△ (現狀)	◎ (豫想)	IGBT사용
	계통에의 고조파장해	저차고조파 함유	기본파 역률 1	기본파 역률 1	기본파 역률 1	기본파 역률 1	
전자 소음	小	小	中 (豫想)	大 (現狀)	小 (豫想)	IGBT사용	
제 어 항 목	지속 제어	지속 제어 역률 제어	지속 제어 역률 제어 리액터 초기 충전전류제어	지속 제어 역률 제어 리액터 초기 충전전류제어 클램프 콘덴서전압제어	지속 제어 역률 제어 전력 제어 공진유지 제어		

또는 전류에 직류분을 포함하지 않는 것을 말한다. 교류링크
형도 동일하게 직렬공진방식과 병렬공진방식으로 나눈다.

직렬공진방식은 전류펄스가 출력측에 출력측에 전압의 급

변을 피할 수 있도록 필터 콘덴서를 필요로 한다.

한편, 병렬공진방식은 전압출력으로 되고 전류는 부하에 의
존하여 변화한다. 그러나, 전류의 급변은 공진상태를 불안정

하게 하므로 이것을 피하기 위하여 출력측에 직렬로 약간의 인덕턴스분을 필요로 한다.

이들의 주 회로소자로서는, 직렬공진방식은 전류가 영일 때 오프하면 되므로 싸이리스터의 사용이 가능하고, 병렬공진방식에서는 자기전류능력이 필요하기 때문에 트랜지스터가 이용될 수 있다[10].

5. PWM형과 공진형의 비교

근래, 인버터 특히 전압형 PWM인버터의 보급은 대단한 것이다. 그의 이유중에 하나는 적용되고 있는 스위칭 소자(BJT, IGBT, MOSFET등)가 싸고 사용이 간편하게 되었으며 또한 대용량의 것이 생산되고 있다는 사실을 들 수 있다.

그러나, 본 인버터는 운전시에 있어서 소자의 정상손실과 스위칭 손실에 기인하여 스위칭 소자의 PN 접합면의 온도가 상승하므로, 스위칭 주파수의 고주파수화에 대한 한계는 전술한 바와 같다. 또한 주위환경에로의 영향, 예를 들어 캐리어 주파수성분에 의한 금속음적 소음, 라디오 방해 및 노이즈의 발생 등의 문제점도 있고 하여, 현재도 운전성능의 향상이나 이들의 문제점을 보다 개선하려고 하는 노력도 볼 수 있다.

그럼에도 불구하고 이러한 것은 PWM방식이 원래부터 안고 있는 문제점이기 때문에 PWM제어를 행하는 한 완전한 해결은 어렵다고 본다. 그래서 보다 나은 개선을 위해서는 PWM형에 비해 앞서 기술한 특징을 갖는 공진형에 대한 연구가 필요하게 된다[11-13].

이들 두 방식의 전력변환기를 각 항목에 대하여 비교해 보면 다음과 같다. 표 1은 주 회로부품에 대한 고찰이며, 표 2는 성능, 기능 및 제어항목에 따른 비교를 제시한 것이다.

6. 결 론

본 문에서는 전력변환 시스템의 고주파수화의 필요성 및 발생하는 문제점을 고찰하고, 공진형 전력변환 시스템의 필요성 및 특징에 대하여 논한 뒤 PWM형과 공진형 전력변환 시스템을 각 항목에 대하여 개략적으로 비교해 보았다.

고성능의 전력변환 시스템은 전력에너지를 유효하게 활용할 수 있도록 하기 위한 중요한 과제이다. 이로부터 전력변환기의 고성능화에 관한 연구나 개발은 새로워지는 전력용 반도체 소자가 실용화 되는 수준이었다. 그러나 공진형 전력변환기에 대한 연구는 고성능화에 필요한 주회로 구성과 그의 제어방식에 주요 관심을 두고 궁극적인 것으로 전력전자 기술의 발전에 커다란 의미를 부여할 것이다.

참 고 문 헌

[1] 日本電氣學會, “高性能半導體電力變換方式,” 電氣學會技術報告, 第345號, 1990
 [2] 日本電氣學會, “可變速誘導電動機 驅動 시스템의 고성능化技術,” 電氣學會技術報告, 第416號, 1992

[3] Fred C. Lee, “High-Frequency Resonant and Soft-Switching PWM Converters,” Virginia Power Electronics Center, 1991
 [4] D.M. Divan, “The Resonant DC Link Converter - A New Concept in Static Power Conversion,” IEEE PESC '86, pp.648-656, 1986
 [5] P.K. Sood and T.A. Lipo, “Power Conversion Distribution System Using a Resonant High Frequency AC Link,” IEEE PESC'86, pp.533-541, 1986
 [6] 深尾 正, “交流可變速ドライブ 시스템의 고성능化 大容量化技術,” 電氣學會誌, 108卷, 2號, pp.127-132, 1988
 [7] 赤木泰文, “變換回路의 新しい潮流,” 電氣學會論文誌 産業應用部門誌, 112卷, 2號, pp.93-96, 1993
 [8] Y.Matsuzaka, et. al., “Development in High power and High Switching Frequency Inverters of IGBT Devices for Plasma Controlled Tokamak,” IPEC-Tokyo'90, pp. 139-143, 1990
 [9] 岡土, “モータ可變速ドライブにおける應用例について,” 日本電氣學會誌, Vol.107, No.7, pp.653-655, 1987
 [10] 村井, “高周波共振を應用した半導體電力變換技術,” 日本電氣學會誌, 110卷, 1号, 1990
 [11] S. Kondo, S.H. Yang, S. Takizawa and F. Harashima, “Resonant DC Link Dual Converter System for Motor Drives,” IEEE IAS'91, pp.789-794, 1991
 [12] 梁承學, 原島文雄, “高周波共振形電力變換 시스템의 고성능化に關する研究,” 東京大學 生産研究誌, 44卷, 12號, 1992
 [13] 梁承學, 原島文雄, “竝列 共振形 DC 링크 인버터의 損失 評價 및 制御方式의 提案,” 大韓電氣學會 論文誌, 43卷, 1號, 1994

저 자 소 개



양승학(梁承學)

1959년 1월 14일생. 1982년 전남대 공대 계측제어공학과 졸업. 1984년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 일본 동경대학 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1993년-94년 동경대학 생산기술연구소 연구원. 현재 호남대 공대 전기공학과 전임강사. 관심분야: Power Conversion System, Motor Drives 등



장영학(張永學)

1960년 3월 1일생. 1981년 전남대 공대 계측제어공학과 졸업. 1984년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재 목포대 공대 전기공학과 조교수