

전력변환 시스템의 고성능화

梁承學 原島文雄
東京大學 生産技術研究所

I. 서언

전력변환에는 직류전력을 서로 다른 전압·전류의 직류전력으로 변환하는 DC-DC변환, 직류전력을 교류전력으로 변환하는 DC-AC변환(역변환), 교류전력을 직류전력으로 변환하는 AC-DC변환(순변환), 교류전력을 상이한 교류전력으로 변환하는 AC-AC변환이 있다. 이러한 전력변환회로의 구성은 전력용 반도체소자의 종류와 성능에 의해 그 특성은 조금씩 다르지만, 결국은 이상적인 전력변환을 얻으려고 한다. 그 중에서 3상교류전원을 입력으로하고 가변전압·가변주파수의 교류출력을 내는 시스템의 경우에는, 역률 1인 정현파의 입력전류파형, 정현파의 출력파형, 전원회생이 가능한 100%의 전력변환효율을 얻을 수 있는 회로가 이상적인 전력변환이라고 말할 수 있을 것이다.

3상 PWM컨버터·인버터시스템은 이와같은 이상에 가까운 전력변환을 행하고 있다. 이 변환기의 스위칭 주파수를 높게하면 트랜스, 코일, 콘덴서 등 수동소자의 용량을 저감할 수 있으므로 소형화, 경량화가 가능하게 되어 전 시스템의 성능을 올릴 수가 있다.

이와 같은 전력변환시스템의 고성능화는 전력에너지의 유용하게 활용하기 위해 해결해야 하는 중요한 과제이며, 스위칭 주파수의 고주파화가 필요불가결하다. 특히, 전력변환시스템의 손실을 저감하는것은 효율 뿐만 아니라 소형화, 경량화하는 부수적인 효과도 얻을 수 있다. 그러나, PWM방식은 반도체소자를 강제적으로 스위칭시키기 때문에 고주파 스위칭을 행하면 EMI/EMC문제를 무시할 수 없게 되고 스위칭 손실은 스위칭주파수에 따라 증가하므로 스위칭주파

수가 제한되어 있다.

이러한 문제를 해결하기 위한 연구의 하나로서 당초 우주위성에 탑재하는 직류전원으로서 DC/DC컨버터의 공진스윗칭인 회로방식을 3상 전압형 인버터에 전개하여 소프트스윗칭을 가능하게한 교류전원용의 공진형 직류링크 인버터가 발표되었다.^[1] 이외에 공진형 교류링크회로방식에 대한 연구도 발표되었다.^[2]

이후, 미국에서는 공진을 이용하여 스위칭을 행하는 전력변환기에 대한 연구가 활발히 진행되고, 일본에서는 유도가열, 방전램프용 전력변환기와 같이 출력주파수 자체가 고주파수로 되는 대상을 제외하면 별다른 연구가 없었다. 그 이유로서는 다음과 같이 생각된다.^[3]

- ① IGBT, FET, SIT 등과 같은 고속스위칭소자를 사용할 수 있게 됨으로서 별다른 불편함을 느끼지 않았다.
- ② 공진형 전력변환기에서는 스위칭의 타이밍이 제약되므로서 출력의 미세한 조절이 어렵다. 이는 전동기 구동계와 같이 토오크맥동, 자기소음저감, 고속응답을 실현하기 위한 용도에는 부적합하다고 생각되어졌다.

그러나, 공진형 전력전환방식은 본질적으로 스위칭 손실이 적은점 이외에 PWM변환기와 비교하면 유도장해가 저하되는점, 철심이나 콘덴서와 같은 수동소자의 소형화로 인한 고전력밀도, 고신뢰성 변환기로서의 기대를 갖게한다.

본 논문에서는 전력변환시스템의 고성능화에 관한 연구의 필요성에 대해 기술한 뒤, 공진형 변환기에 관한 연구결과의 일부를 소개하기로 한다.

II. 고주파 공진형 전력변환 기술

1. 전력변환기의 고주파수화

고속 스위칭소자를 이용한 PWM변환기의 고주파수화가 급속하게 진행되고 있다. PWM변환기의 고주파수화는 소형, 경량화, 고효율화, 응답의 고속화 등을 실현하기 위해 필요하다.

스위칭 전원의 트랜스 또는 콘덴서의 크기는 스위칭 주파수 1사이클 동안에 취급하는 에너지로 결정된다. 이러한 에너지를 줄여서 부품을 작게하기 위해서는, 주파수를 높게하여 1사이클의 시간을 짧게 하는 것과 전원의 출력전력을 적게하여 전달해야하는 전력량 자체를 적게하는 것이 유효하다.

PWM변환기에는 전압 또는 전류의 변환이나 평활을 위해 에너지를 일시적으로 축적하는 트랜스, 콘덴서, 인덕터 등이 사용된다. 이들은 비교적 큰 용적을 차지하고 있지만 고주파수화에 의해 축적해야 하는 에너지의 피크값이 적게되어 소형화가 가능하게 된다. 스위칭 기간 중에는 소자의 전류와 전압의 곱을 스위칭시간에 대하여 적분한 에너지가 소자 자신에 의해 소비된다. 따라서, 스위칭 시간을 짧게하면 스위칭을 할 때 마다 에너지 손실이 적게되어 전력변환 효율을 높게 할 수가 있다.

더욱이 전력변환기의 제어 주파수대역을 제한하는 스위칭 주파수를 고주파수화하면 응답을 고속화할 수가 있다. 이외에도 스위칭 주파수를 고주파수화 하므로써 얻어지는 효과로서는 다음과 같은 설명이 가능하다. 전력용 MOSFET와 같은 고속소자의 적용으로 인해 1970년대 후반부터 1980년대 초반에 걸쳐 스위칭 전원장치의 소형화, 경량화가 급속도로 진전되었다. 또한 PWM전력 변환기의 저소음화 및 성능향상이 가능하게 되었다.

스위칭에 의해 전력을 변환하는 전력변환기에서는 출력파형에 고주파가 중첩되어 이것이 고조파 손실, 토오크 맥동, 소음 등의 원인이 된다. 스위칭 주파수를 높게 하므로써 고주파 소음을 가청주파수 이상으로 할 수 있으며, 고주파 리플을 비교적 작은 필터로서 제거할 수 있게된다.

스위칭 소자의 ON/OFF를 Microelectronics에 의한 디지털 제어기술을 이용하여 정밀하게 제어하게 됨으로서 출력파형의 개선 및 응답의 고속화가 가능하게 되고, 이로 인해 교류전동기의 고성능제어가 가능하게 되었다. 더욱이, 전력변환기의 출력 주파수도

고주파수화가 가능해져서 응용분야가 넓어지고 있다. 높은 출력 주파수가 필요한 응용분야로서는, 우리나라 농축용 원심분리기, 에너지 저장용 플라이휠, 공작기계 스피들, 연마기 등의 고속 전동기 구동용 전원 또는 초음파 발생용 전원장치, 금속의 고주파 가열장치 등이 있다. 고주파 출력 전원장치로서는, 종래에는 전자관식의 것이 사용되고 있었는데 점점 전력용 반도체 스위칭 소자를 이용한 전력변환장치로 치환되어지고 있다. 이는 반도체화하는 것으로 인해 신뢰성 향상과 길어진 수명으로 인한 유지의 용이성, 소형화가 가능해진 점과 더불어 고효율 및 고성능화, 고기능화가 기대되기 때문이다.

2. 공진형 전력변환기의 필요성

최근, 일반적으로 사용되고 있는 PWM변환기의 스위칭 주파수한계는 GTO가 1kHz, BJT가 3kHz, IGBT가 10kHz 정도로 되어있다. 이 수치는 정상운전에 소자내에서 발생하는 정상손실과 스위칭 손실에 의해 발생하는 소자의 PN접합부의 온도 상승을 고려해서 얻어진다. 따라서, 그 이상의 스위칭 주파수로 운전하면 사용소자의 전류용량 여유를 크게 취하지 않는 한, 소자의 접합온도는 허용온도를 넘어 결국에는 소자가 파괴되어 버린다. 즉, PWM변환기에서는 소자의 획기적인 진보가 없는 한 위의 주파수 이상에서 운전하는 것은 바람직하지 못하다.

공진형 전력변환 기술은 이러한 문제를 극복하기 위해 새롭게 주목되는 분야라고 할 수 있다. 공진형 전력변환기술의 특징은, 공진회로에 의해 소자의 전압 또는 전류가 영(Zero)이 되는 시점을 만들어 그 시점에서 스위칭을 함으로서 스위칭 손실을 원리적으로 영이 되게 하는데 있다. 이로인해 전력변환기의 손실은 정상손실만으로 되므로, 고주파 스위칭운전 및 시스템의 고효율화가 가능하게 된다. 아래에서 공진형 전력변환시스템의 주요한 장점을 열거해 본다.

① 저손실에 의한 시스템의 고효율화 :

스위칭손실은 원리적으로 거의 0(zero)로 된다.

② 고주파 스위칭에 의한 저소음화 :

가청주파수 이상의 스위칭 주파수에서 운전이 가능하므로 종래 문제시 되어 온 캐리어성분에 의한 전자소음의 경감이 가능하게 된다.

③ 소프트스위칭에 의한 소자의 책무경감:

PWM방식의 경우, 턴오프(turn-off)때의 V_{CE-I_C} 궤적은 소자의 RBOSA(안전 동작 영

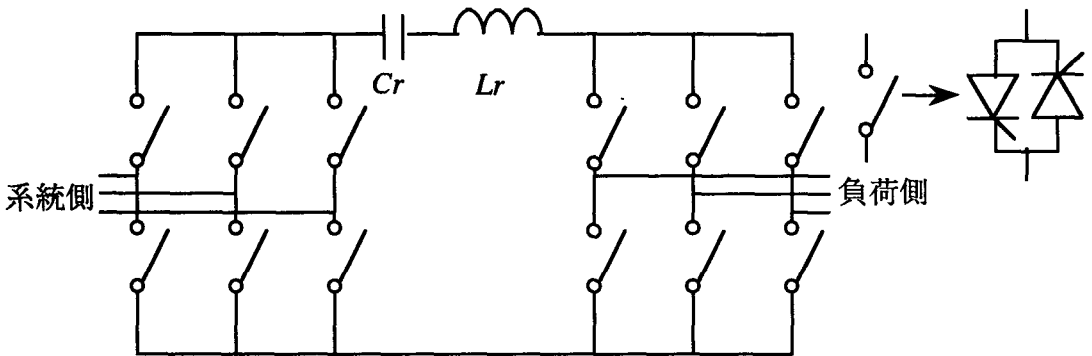
역)를 고려할 필요가 있고, 장치설계, 소자 설계에 중요한 문제로 되어 있다. 이에 대해서 공진형의 경우에는, 턴오프때의 전압상승은 영전압에서 시작하여 공진파형에 따라서 상승하므로 RBSOA에 대한 배려를 할 필요가 없게 된다. 또한, PWM방식에는 스위칭 소자가 턴온(turn-on)할 때에 환류다이오드에 역회복동작이 발생하므로 회복(recovery)시의 파형에 대한 배려 및 역회복손실의 발생이 중요한 문제로 되어 있으나, 공진형의 경우에는, 턴오프할 때에도 영전압시에 행하여 지므로 소자의 책무가 경감된다.

3. 고주파 공진 변환기의 분류

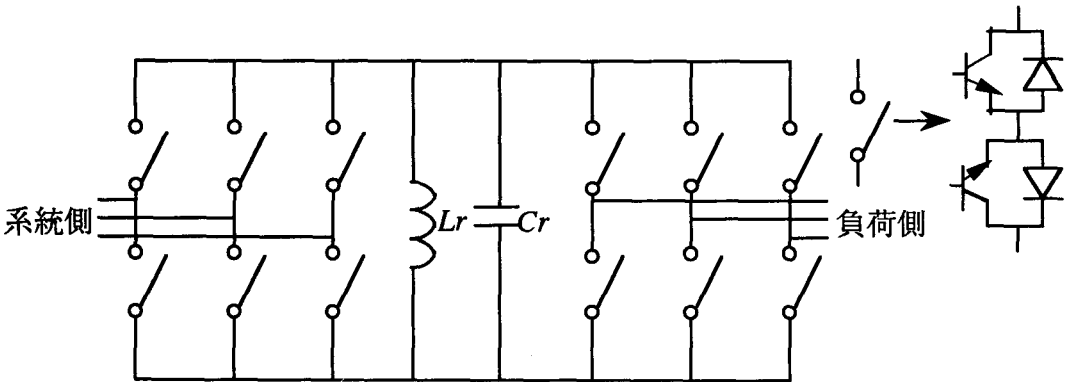
입력측 컨버터와 출력측 인버터의 링크부를 공진형

으로 하는 전력변환기는, 링크부의 전압 및 전류의 극성에 의해 교류링크방식, 직류링크방식으로 구별하고, 공진회로의 접속방식에 의해 직렬공진형, 병렬공진형으로 분류하여 각각을 조합하여 4종류가 존재한다. 공진형 교류링크변환기는 링크부의 전압 또는 전류의 극성이 바뀌므로 컨버터와 인버터내의 스위칭 소자는 양극성 전류를 흘리거나 양극성 전압을 지지할 수 있는 것이 요구된다. 따라서, 스위칭 소자는 그림 1과 같이 쌍방향성이 아니면 안된다. 또한, 공진형 교류링크변환기에는 전해콘덴서 혹은 직류리액터와 같은 에너지버퍼가 없기 때문에 고속의 전력제어가 필요하다.

공진형 직류링크변환기는 교류링크부의 전압 또는 전류의 DC오프셋트를 중첩하여 직류전압 또는 전류를 실현시킨다. 이 방식은 그림 2와 같이 그림 1의

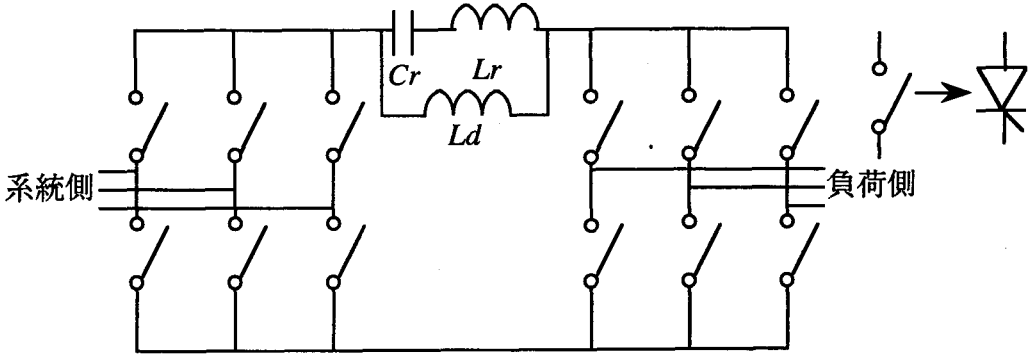


(a) 직렬공진형

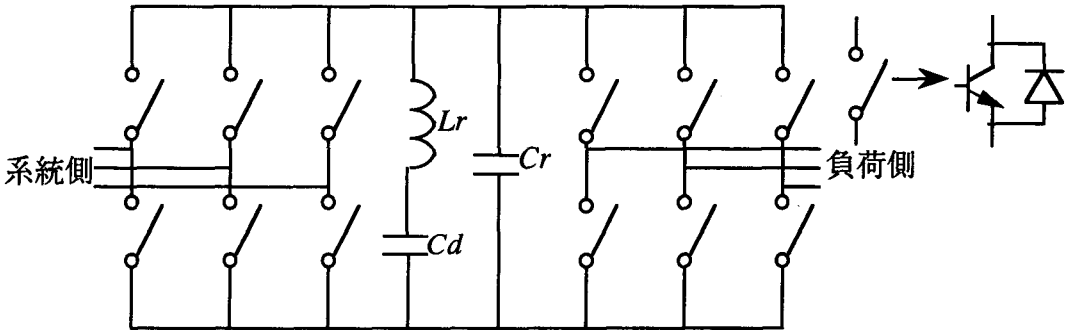


(b) 병렬공진형

그림 1. 공진형 교류 링크 전력 변환기



(a) 직렬공진형



(b) 병렬공진형

그림 2. 공진형 직류 링크 전력 변환기

절반의 스위칭 소자로 구성되어 시스템이 대단히 간단하게 구축되어 진다.

Ⅲ. 병렬 공진형 직류링크 변환기의 전원회생 실현

4종류의 공진형 전력변환회로 방식중, 유도기의 4상한 운전, 입력역률 제어를 목적으로하고 일반 산업 계로의 적용을 고려하여 병렬 공진형의 직류링크방식의 시스템을 구축한다. 이방식은 현재의 전압형 PWM변환기의 연장으로 생각 할 수 있고 스위칭소자도 BJT, IGBT등이 상용가능하다.

본 절에서는 병렬 공진형 직류링크 변환 시스템의 구축과 함께 부하로서 모터를 상정하여 전원회생을 실현한 결과를 기술한다.⁽⁴⁾

1. 변환기의 구성

그림 3.에 제작한 시스템의 구성도를 나타낸다.

주 회로는 IGBT를 사용한 3상컨버터, 인버터시스템, 공진회로부, 공진현상에 의한 피크 전압제어를 목적으로한 클램프 회로부로 구성되어 있다. 본 연구는 부하로서 모터를 상정하므로, 주 회로로서 컨버터, 인버터시스템을 채용한다. 본 방식은 다음과 같은 특징을 갖고 있다.

1) 전원회생이 가능:

부하로서 모터를 상정한 경우, 가감속 운전시와 같이 모터속에서 전력이 회생되는 모드가 존재하게 된다. 이 때 다이오드 정류형인 경우에는, 직류 중간전압의 상승을 방지하기 위해 회생전력을 처리하는 저항과 스위칭소자로 구성된 특별한 장치가 필요하게 된다. 이것은 장치의 대형화를 불러 일으키며, 에너지 절약면

으로 보더라도 반드시 적당하다고 하기에는 어렵다.

그러나, 본 방식의 경우에는 회생전력을 전원측에 반환하는 것이 가능하므로 상기의 문제점을 고려할 필요가 없다.

2) 전원 역률의 개선이 가능 :

다이오드 정류형의 경우, 계통에 고주파 성분을 많이 포함한 전류가 흐른다. 이때문에 다이오드의 스트레스가 크게되는 문제점과 함께 동일한 계통을 사용하고 있는 다른 수요가 주위환경에 전원의 외형장이나 노이즈 장애 등의 악영향을 불러 일으킬 가능성이 있다.

그러나, 본 방식의 경우에는 콘버터제어에 의해 전원의 기본파역률을 1, 종합역률이 있어서도 1에 가깝게 얻는 것이 가능하므로 상기의 문제점의 발생을 억제할 수가 있다.

콘버터와 인버터의 스위칭은 링크전압이 영이 되는 시점에서 행하며, 스위칭패턴은 지령치와 검출치의 순시치 비교에 의해 발생시킨다. 콘버터는 직류전원인 전해 콘덴서전압을 일정하게 하는 제어와 입력역률이 1이 되게하는 제어를 행한다. 인버터는 부하인 유도기의 일차 가속을 일정하게하는 제어를 행한다. 또한 공진현상에 의해 링크전압은 직류전원전압의 2배이상의 전압으로 되므로 이 고전압을 억제하기 위한 클램프회로를 부가한다. 클램프회로

의 제어방식은 클램프 콘덴서 전압을 검출하여 지령치와 순시치 비교를 하므로써 스위칭패턴을 발생시킨다.

2. 공진 초기 전류제어

공진리액터와 공진콘덴서로 구성되는 공진회로가 이상적으로 저항성분이 존재하지 않는다면 공진상태는 영구적으로 지속될 수가 있다. 그러나, 실제로는 회로내부에 저항성분이 존재하는 것과 부하전류의 존재로 인해 공진은 감쇄진동으로 된다. 공진을 지속시키기 위해서는 공진리액터에 공진지속이 가능한 에너지를 미리 축적해둘 필요가 있다. 즉, 직류링크부가 영전압의 기간중에 콘버터, 인버터의 상하 스위치의 트랜지스터를 단락하여 공진리액터에 에너지를 축적해 두는 것이다. 이와같은 공진 초기 전류치는 공진 전압을 재차 확실하게 영으로 하기 위해 필요 불가결한 것이다.

이러한 공진 초기전류의 제어방식에는 공진 초기전류의 설정치를 적당한 일정치로 정해 두는 간단한 방식이 있으나 중부하때에도 공진을 지속하지 않으면 안되므로 설정치는 그에따라 큰 값으로 설정할 필요가 있다. 그 결과로서 클램프기간이나 영전압기간이 평균적으로 늘어나므로 스위칭 주파수가 저하하게 되며, 공진회로내부 및 소자의 손실이 증가하고, 전류용량이 큰 전해콘덴서가 필요하게 되는 등의 문제점이 생긴다.

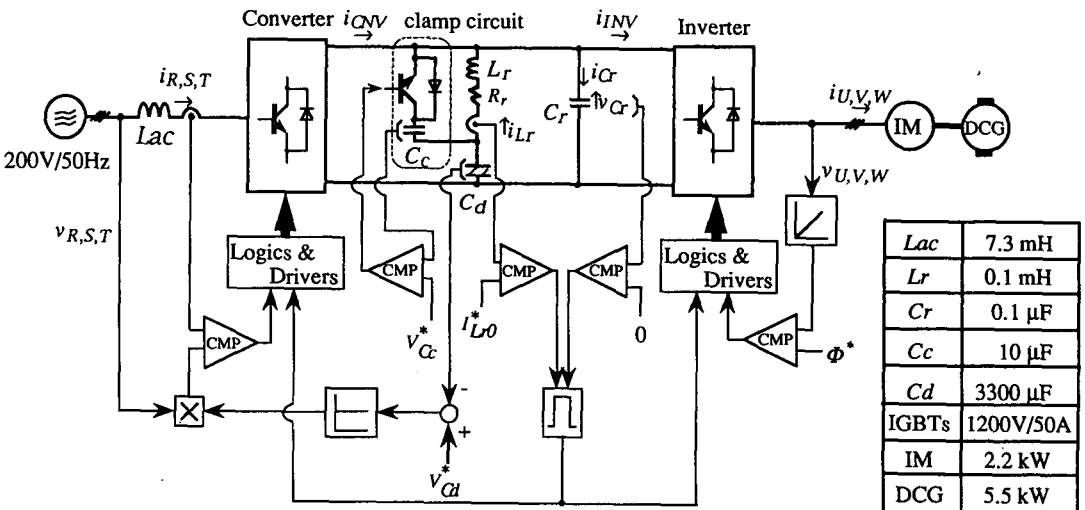


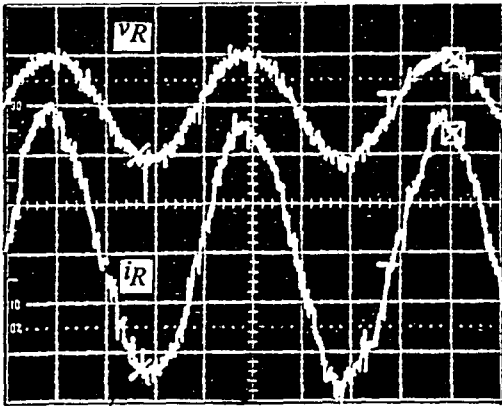
그림 3. 제작시스템의 구성도

본 연구에서는 공진 초기전류의 설정치를 가변시키는 제어방식을 제안한다. 이 방식은 영전압 기간중에 다음 공진중의 컨버터 출력전류(i_{cnv}), 인버터 입력전류(i_{inv})를 예측하여 그에따라 공진 초기전류의 설정치를 제어하는 것이다.

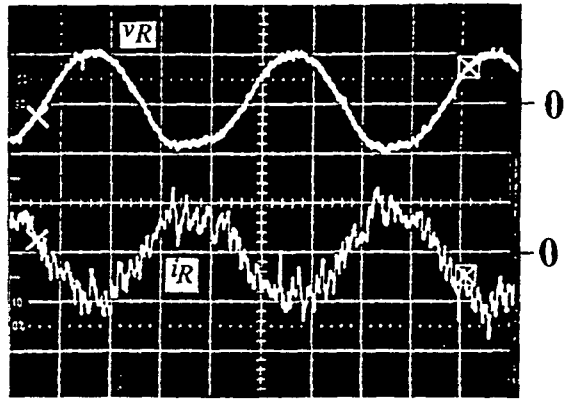
3. 실험결과

그림 4는 정상상태에서의 입출력 전압, 전력 파형이다.

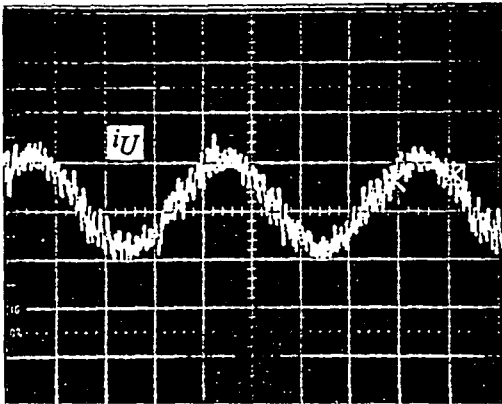
(a)는 역률 1로되어 있는 것을 나타내고 특히, (b)는 유도 전동기가 회생제동되어 여분의 전력이 전원에 회생되는 것을 나타내고 있다. 또한 스위칭 주파수가 거의 18kHz에 달하는데도 리플율이 비교적 크게되어 있는것은 콘버터, 인버터의 스위칭이 디지털 샘플링적으로 행할 수 밖에 없는 데서 기인한다. 그림4 (c), (d)는 각각 무부하시와 100%부하시의 출력 전류파형이다.



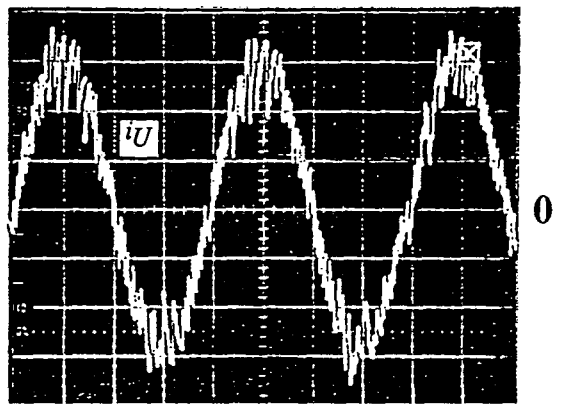
(a) 입력 전압, 전류(구동시)



(b) 입력 전압, 전류(회생시)



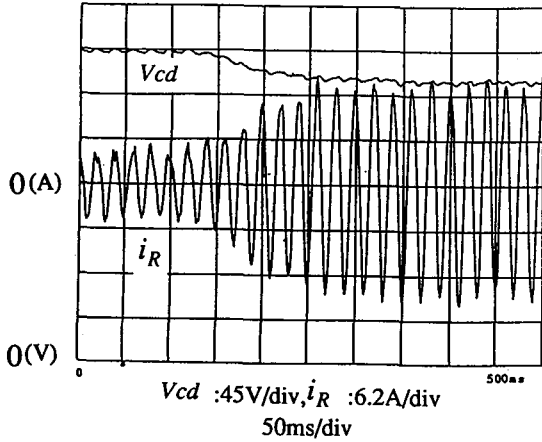
(c) 출력 전류(무부하시)



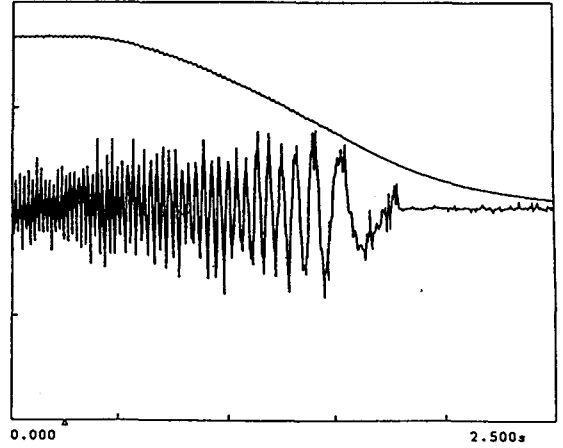
(d) 출력 전류(100% 부하시)

i_R i_U : 5A/div, V_R : 163V/div
5ms/div

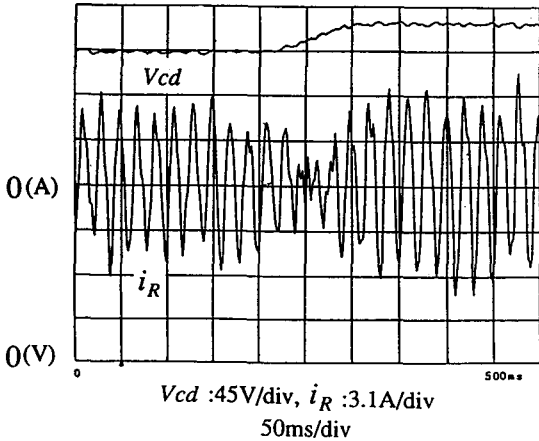
그림 4. 정상상태 특성



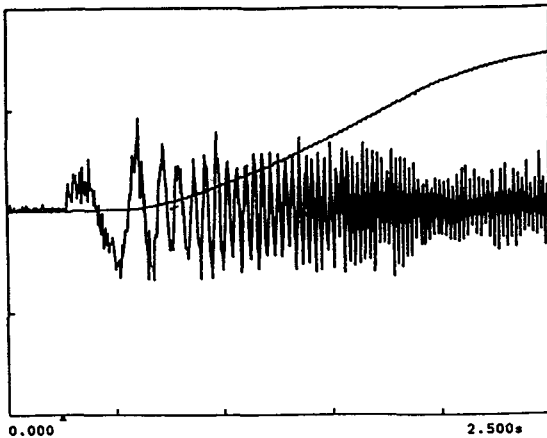
(a) 무부하 상태 → 구동



(d) 감속시



(b) 무부하상태 → 회생



(c) 가속시

그림 5. 과도상태 특성

그림 5는 부하급변시의 전해 콘덴서전압과 컨버터의 입력전류 파형을 나타낸다. (a)는 유도 전동기를 무부하상태에서 부하상태으로의 스텝응답, (b)는 무부하 운전상태에서 회생상태으로의 스텝응답, (c)는 0Hz에서 50Hz로 가속시의 모터전류 및 출력주파수 파형, (D)는 50Hz에서 0Hz로 감속시의 모터전류 및 출력 주파수 파형을 나타내고 있다. 이는 가감속 운전이나 부하 급변동에 대해서도 운전이 가능하다는 것을 나타낸다.

IV. 병렬 공진형 인버터의 제어방식

본 절에서는 간편한 설명을 위해 그림6과 같은 주 회로방식을 갖는 병렬 공진형 인버터에 대해 직류링크전압의 저감화 및 대 전류화를 억제하기 위한 제어방식을 기술한다. 본 방식은 인버터의 전압배터가 변화 하므로서 인버터의 입력 전류(i_{inv})가 감소하는 모드가 발생하는 경우, 예를들면 운전동작에 모터의 가감속과 같은 급격한 변동이 생기면 공진 회로부에 고전압 및 대전류가 흐르는 현상이 발생한다.

통상은 피크전압치가 전원전압의 약 2배 정도로 되어 있던 링크부전압이 3배 혹은 그 이상의 전압치로 상승하는 현상이다. 이로인해 전류에 대해서도 최악의 경우 최대부하 전류치의 약 3배 정도의 대전류가

공진회로 및 인버터의 다이오드에 흐르게 된다. 이 때문에, 장치에는 이에 상당하는 고전압, 대전류용량의 부품이 필요하게 되고, 상기와 같은 운전을 행하는 적용 대상에 대해서는 링크부의 파크 전압을 억제하기 위한 클램프 회로가 필요하게 되는 것이다. 그러나, 고전압화를 억제하기 위한 클램프 회로를 부가하는 것으로 인해 스위칭 주파수가 저감, 클램프 회로에 전류(轉流)할 때 고주파진동현상이 발생, 클램프콘덴서에 의한 장치의 대형화 등의 문제점이 발생한다. 특히, 병렬 공진형 직류링크변환기에 대한 발생손실을 평가한 결과, 시스템의 전손실중 클램프 회로내에서 발생하는 손실이 무시할 수 없을 만큼 크다는 사실로부터 클램프의 회로를 필요로 하지 않는 병렬 공진형인버터를 대상으로 두가지의 제어방식을 제안한다.^{[5] [6]}

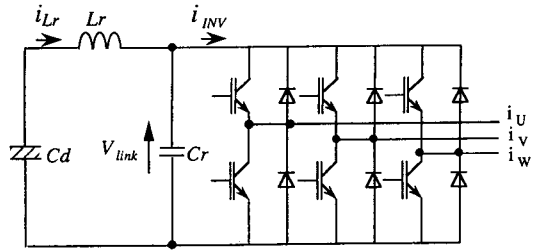


그림 6. 공진형 인버터의 주회로 구성

1. 전압 벡터 발생방법

그림 6에서 먼저 전압 벡터가 $V_i(1,0,0)$ 이라고 하면, 인버터가 운전할 때 고전압, 대전류가 발생하는 상태로되는 것을 전압벡터 $V_i(1,0,0)$ 의 역전압벡터

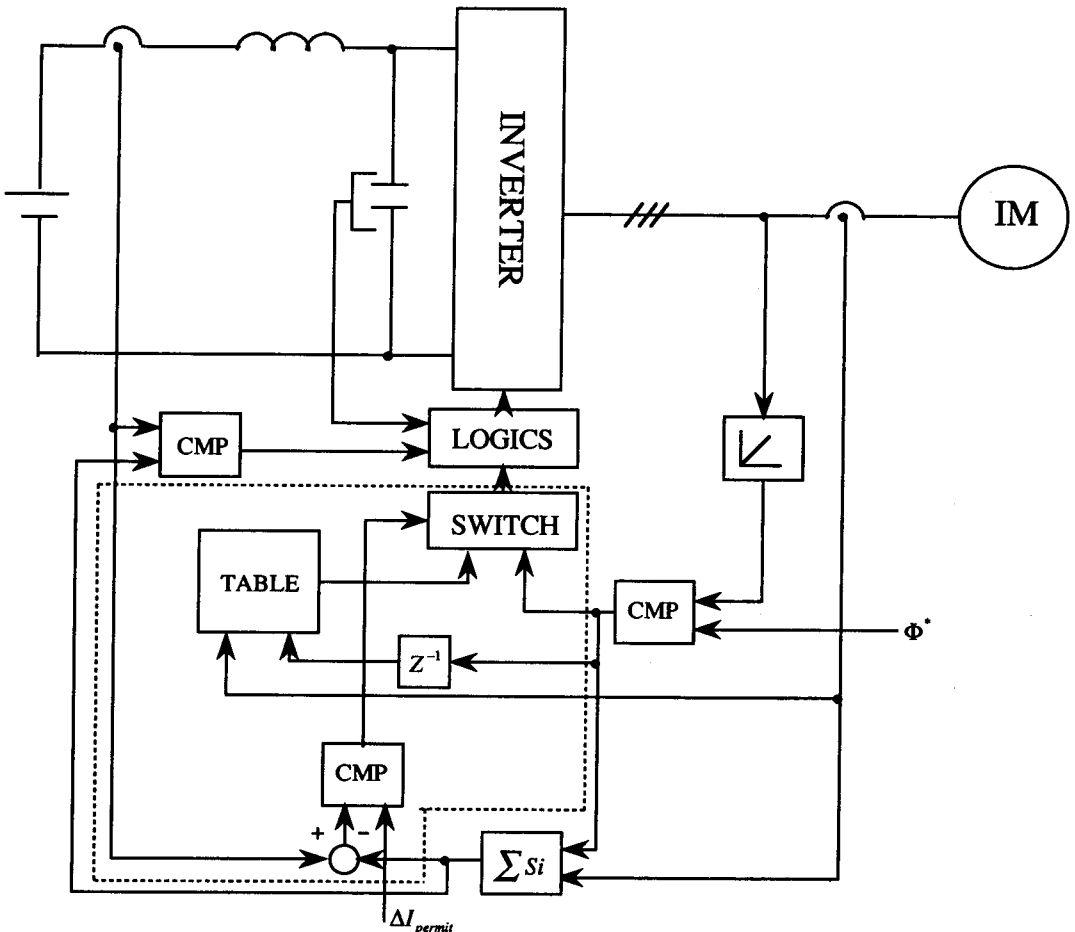


그림 7. 제어블럭도

에 해당하는 $V_4(0,1,1)$ 로 이행하는 경우라고 볼 수가 있다. 이 경우의 i_{INV} 변화량, 즉, Δi_{INV} 은 두배의 i_u 로 된다. 그런데, 상기의 예에서 V_1 다음에 V_4 이외의 전압벡터가 출력되었다고 가정하면 이 때의 i_{INV} 는 반드시 $-i_u$ 이상으로 되므로 Δi_{INV} 는 2배의 i_u 보다 작게 된다. 이것은 전압벡터를 결정할때 Δi_{INV} 의 크기를 고려함으로써 ΔI 를 소정의 값이하로 할 수 있다는 것을 의미한다. 여기서 ΔI 는 공진 리액터에 흐르는 전류의 실제치와 그 순간의 공진초기 전류 설정치와의 차분 전류를 나타낸다. 즉, 링크부의 피크전압치는 ΔI 의 함수로 표시됨으로 링크부의 피크전압을 소정의 크기 이하로 제어가 가능하다.

다시말하면 일단 결정된 전압벡터와 그 때의 인버터 출력전류의 순시치에 의해 ΔI 를 연산하여 그값이 시스템에서 허용되는 ΔI 이상이면, 이하로되는 전압벡터로 변경하도록한 그림 7에서 본 알고리즘을 실현하기 위한 제어블록도를 나타낸다. 테이블내에는 소정의 ΔI 내로 제한하는 전압벡터의 정보가 격납되어 있다. 만일, ΔI 가 ΔI 의 허용치 이상인 경우에 전압벡터는 그림중의 테이블로부터 읽어 낼 데이터로 변경되도록 구성되어 있다.

2. 공진리액터 초기 전류설정방법

공진리액터 초기전류의 일반적인 설정방법에 I_{offset} 를 추가하면

$$I_{Lr0}^* = S_u \cdot i_u + S_v \cdot i_v + S_w \cdot i_w + I_{DAMP} + I_{offset}$$

로 된다.

단, I_{Lr0}^* : 공진리액터초기전류설정치

$S_u \sim S_w$: 스위칭합수

$i_u \sim i_w$: 부하의 각 상전류의 순시치

I_{DAMP} : 공진지속을 위한 여유분

그림 8의 시각 t_1 에 대한 i_{Lr} 는

$$i_{Lr}(t_1) = i_{INV}(T_1) - I_{offset}$$

로 된다. 단, 기간 T_1, T_2 에서 i_{INV} 의 크기를 각각 $i_{INV}(T_1), i_{INV}(T_2)$ 로 한다.

이 I_{offset} 성분의 영향에 의해 차분전류 ΔI 는

$$\Delta I = i_{INV}(T_1) - I_{Lr0}^*(t_1) - I_{offset}$$

로 된다.

즉, 다음번 전압벡터에 의해 i_{INV} 가 감소되는 모드가 발생하려고 할 때 I_{Lr0}^* 에 오프셋트를 추가하면 I_{offset} 상당분 링크부의 피크전압 증가를 억제할 수가 있다. 단, 공진 초기전류 설정치에 I_{offset} 를 추가하므로써 피크전압의 억제를 기대할 수가 있는 것은 다음

번 전압벡터에 의해 i_{INV} 가 감소하는 경우이다. 기간 T_2 중에 출력되는 전압벡터는, 영전압기간 T_0 에서 결정할 필요가 있다.

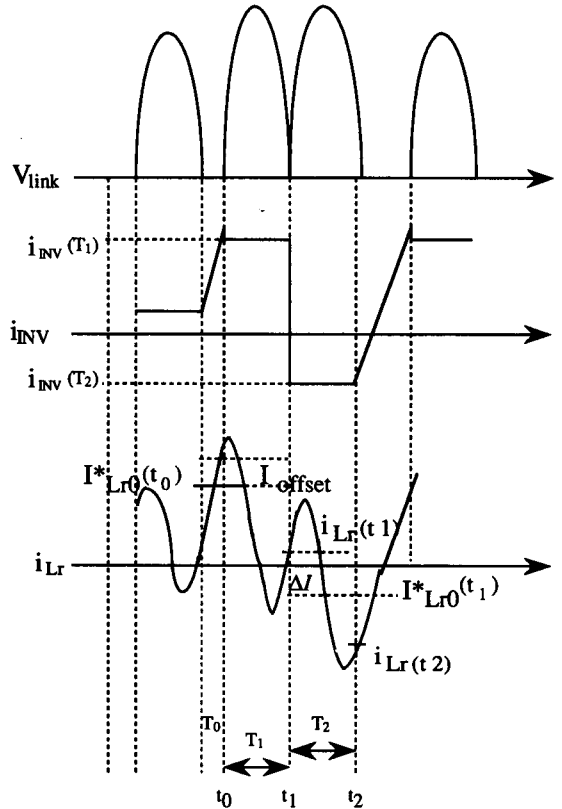


그림 8. 공진부의 동작파형

그 결과로서 다음 사이클의 영전압기간중 공진리액터에 흐를 전류 i_{Lr} 와 공진 초기전류 설정치 I_{Lr0}^* 의 차분전류 ΔI 를 예상할 수가 있고 이에따라 적당한 I_{offset} 를 이번 사이클의 영전압기간중 I_{Lr0}^* 에 추가하면 된다. 이 I_{offset} 는, 다음 사이클의 영전압시에 공진리액터 전류가

$$i_{Lr} = (i_{INV}(T_n) + i_{INV}(T_{n+1}))/2$$

로 되는 값이 이상적이다. 이것은 연속하는 두개의 공진현상이 균등하게 에너지를 분산시키는 결과로 되어, I_{offset} 가

$$I_{offset} = (i_{INV}(T_n) - i_{INV}(T_{n+1}))/2$$

로 하면 된다는 사실을 알 수가 있다.

본 알고리즘을 실현하기 위한 제어블록도는 그림 9와 같다.

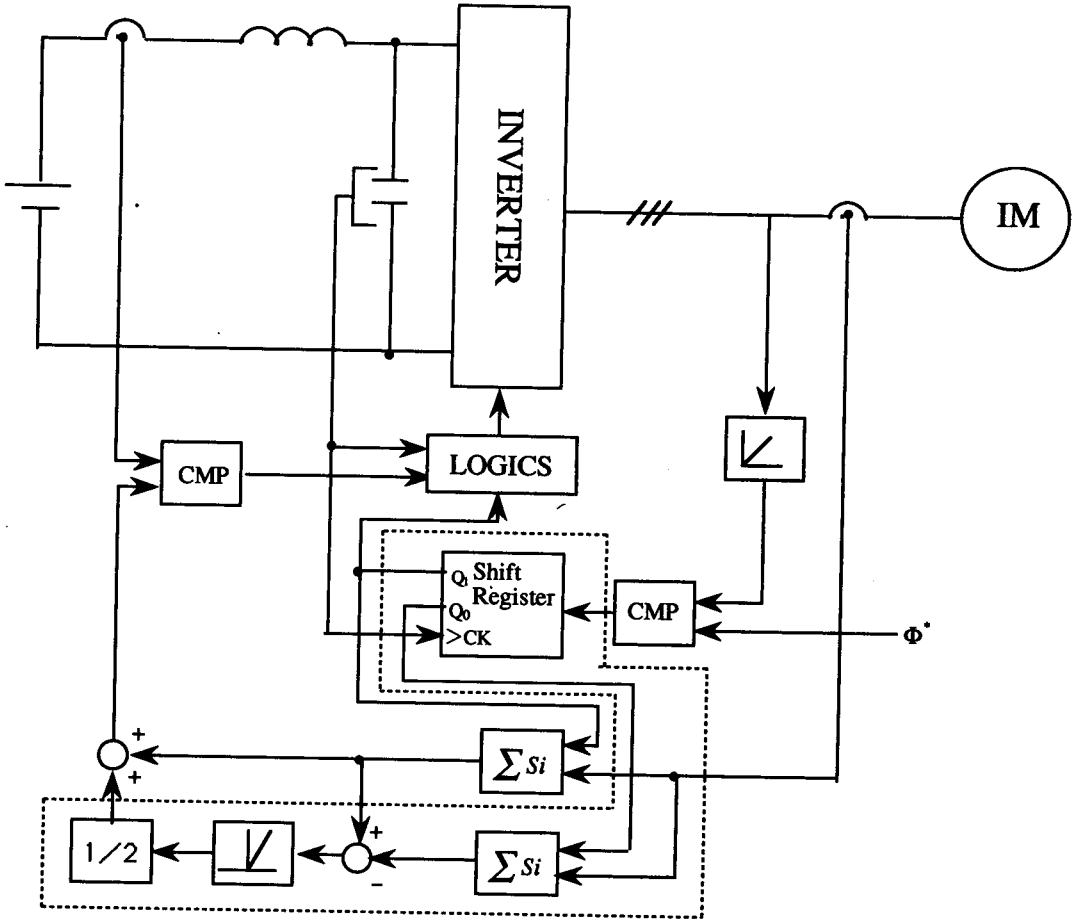


그림 9. 제어블럭도

3. 시뮬레이션 결과

위에서 설명한 두가지 제어방식을 적용한 경우의 유도기 100% 부하시에 대한 인버터 출력전류와 선간 전압의 시뮬레이션 파형을 그림10에 나타낸다. (a)는 전압벡터 발생방법에 의한 파형이고 (b)는 공진 초기 전류 설정방법에 의한 파형을 보인 것이다.

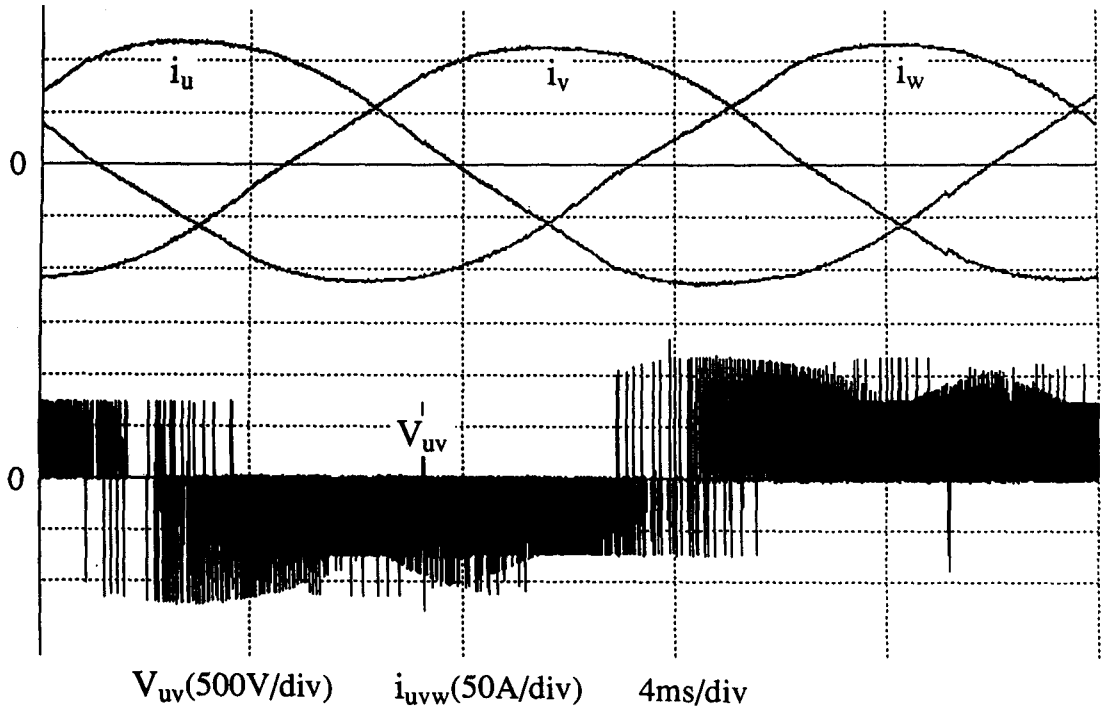
V. 병렬공진형 직류링크변환 시스템의 설계 지침

1. 시스템의 설계지침

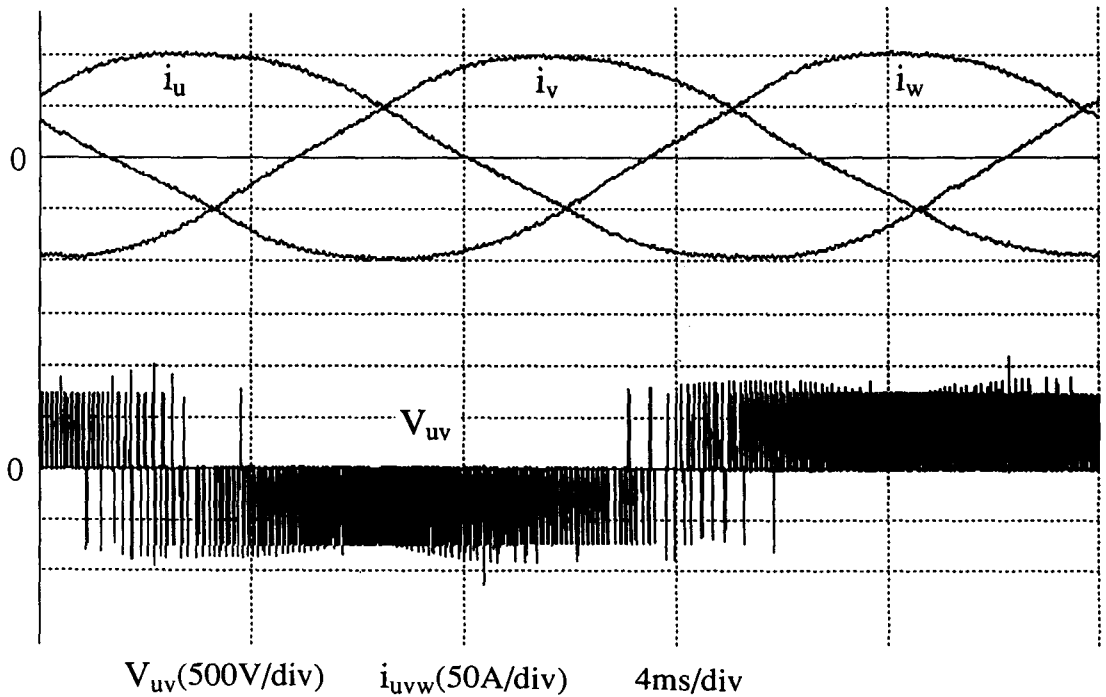
일반적으로 교류 리액터는 노이즈 저감 및 콘버터 제어에 의한 전원 함몰 방지용으로서 접속하고 있으며 용량은 허용전류 리플의 크기에 의해 결정하고 있

다. 본 시스템에서는 공진 현상의 지속이라는 관점으로 보더라도 중요한 역할을하고 있다. 전원부 및 부하부의 임피던스는 공진콘덴서에 병렬로 접속되어 있으므로 임피던스가 무한대이면 공진 회로에 전혀 영향을 끼치지 않는다. 그러나 실제로는 유한한 값을 갖게 되어 다소의 영향을 미치게된다. 그러므로 인버터 입력부에 교류 리액터를 접속하는 것은 임피던스를 높게하는 것이고 안정한 공진현상에 기여하는 것이다. 또한, 부하부에 있어서 모터의 누설 인덕턴스만이 인덕턴스 성분으로되어 이값이 작은 경우에는 교류리액터를 설치할 필요가 있다. 손실 및 용적의 문제를 제외하면 인덕턴스가 큰것을 적용하는 것이 좋을 것이다.

공진형 변환기를 설계하는 경우, 공진 회로부의 파라메타(Lr,Cr)값을 정하는 것은 대단히 중요하며 어



(a)



(b)

그림 10. 출력전압, 전류파형

려운 일이다. 이 파라메타에 의해 스위칭 주파수, 공진 초기 전류치, 공진회로부의 피크전압치 및 피크전류치 각부의 손실치 스위칭할 때의 dv/dt 및 di/dt 등이 서로 영향을 준다. 여기에서 실험 및 시뮬레이션으로부터 얻은 결과를 이용하여 정성적으로 평가한 결과의 한예를 표 1.과 표 2.에 제시한다.

표 1. 스위칭 주파수를 올리기 위한 방법

방 법	결 과
공진콘덴서를 작게	턴오프 손실 증가 다이오드 도통 손실 증가 공진 지속성 능력 저하
공진리액터를 작게	공진부 손실 증가 구성부품의 전류용량 증대
클램프전압을 크게	고내압 소자가 필요

표 2. 동일한 스위칭 주파수의 경우

공진콘덴서가 크고, 공진리액터가 작으면	
원 인	결 과
공진리액터 전류가 크게 되어	내부 저항에 의한 공진부 손실 증가 다이오드 도통 손실 증가
턴오프시에 dv/dt 감소	턴오프 손실 감소
공진지속 능력이 향상	
공진콘덴서가 작고, 공진리액터가 크면	
원 인	결 과
공진리액터 전류가 작게되어	내부저항에 의한 공진부 손실 감소 다이오드 도통 손실 감소
턴오프시에 dv/dt 증가	턴 오프 손실 증가

표 1.은 스위칭 주파수를 올리기 위한 방법과 그에 따른 영향을 설명하고, 표 2.는 동일한 스위칭 주파수를 가정한 경우 공진 파라메타의 용량에 따른 성질을 나타낸 것이다.

설계에 있어서는 특성 임피던스를 크게하는 L_r, C_r 을 선택하는 것이 무난하다고 본다.

전해콘덴서의 전해용량은 일반적으로 콘덴서에 유출입하는 전류 실효치에 의해 결정한다. 본 시스템에서 이와 같은 전류성분은 콘버터, 인버터의 스위칭에 의한 리플전류 및 공진회로부에 흐르는 공진전류등이 있다. PWM변환기에서는 스위칭에 의한 리플전류만을 고려하는데 대해 공진형 변환기의 경우에는 공진

전류성분이 추가된다.

동일용량의 시스템이라면 공진형 변환기측의 전해 콘덴서가 정전용량이 큰것이 요구되며, 공진전류의 실효치는, 공진파라메타로 정해지는 특성임피던스가 작으면 크게 되므로 용량을 결정할때는 공진파라메타의 값도 고려할 필요가 있다. 필자는 이러한 문제점을 지적하여, 주회로방식을 변경하므로써 특성을 개선한 논문을 발표한 적이 있다.^[7]

2. 스위칭소자의 사양

공진형 변환기에서는 클램프회로를 설치하지 않은 경우는 말할 필요없이 직류링크부의 피크전압이 높게 되므로 내압이 높은 트랜지스터가 필요하다. 또한, 영전압시 트랜지스터는 수10V의 역극성 전압이 인가되므로 이 전압에 견딜 수 있어야 한다.

반면, 턴오프(turn-off)시 소자에 인가되어 있는 전압은 거의 영에 가까우므로, 전류가 영에 도달할때까지 다소의 시간이 걸리더라도 손실로서는 큰 영향을 끼치지 않는다. 더욱이 공진형 변환기에서는 RBSOA를 배려할 필요가 없다.

다이오드에 있어서도 트랜지스터와 같이 높은 내압의 것이 필요하다. 또한, 전류가 다이오드에 전류(轉流)할 때 대단히 높은 과도전압에 의해 큰 손실이 발생하고 있으므로 효율 향상을 위해서도 고주파특성이 좋고 순전압강하가 작은 소자가 필요하다. 반면, 공진형 변환기에서는 역회복 동작이 발생하지 않으므로, 소자를 설계할 때, 회복시간을 배려할 필요는 없다.

VI. 결론

본 논문에서는 공진현상을 이용한 전력변환 시스템의 고성능화에 관한 연구를 수행하는데 대한 필요성 및 그의 방법에 대해 서술하고 연구결과로서는 유도 기구등을 목적으로 구축한 병렬공진형 직류링크 콘버터, 인버터시스템의 정상상태 운전 및 스태트동작운전과 함께 전원회생을 실현한 결과를 간단히 서술하였다. 또한 부가회로로서 공진리액터와 공진콘덴서만으로 구성된 공진인버터에 대하여 종래의 문제점인 직류링크부의 피크전압을 저감할 수 있는 제어방식을 제안하여 유도기 부하를 상정한 시뮬레이션을 통하여 출력 특성을 검토하였다.

그러나, 출력파형의 제어에 있어서 제어지연으로 인해 출력파형의 리플이 증가하는 문제점이 발생한다. 금후, 실험에 의한 상세한 검토를 위하여 출력파형의 리플을 저감하는 제어방식을 궁리할 필요가 있다고 본다.

參 考 文 獻

- [1] D.M. Diran, "The Resonant DC Link Converter - a New Concept in Power Conversion", *IEEE IAS '86*, pp.648-656, 1986
- [2] P.K.Sood, T.A.Lipo, "Power Conversion Distribution System Using a Resonant High Frequency AC Link", *IEEE IAS' 86*, pp.533-541, 1986
- [3] 村井, "高周波共振器 應用した 半導體電力 變換技術", *電氣學會雜誌*, vol.110, no.1, pp43~46, 1990.
- [4] S.Kondo, S.H. Yang, S.Takizawa and F. Harasima, "Resonant DC Link Dual Converter System for Motor Drives", *IEEE IAS '91*, pp.789-794, 1991
- [5] S.H. Yang, and F.Harasima, "Evaluation of the loss in the Parallel Resonant DC Link Inverter and Proposal of the Control Method", KIEEE submitted
- [6] 梁 承學, 原島文雄 他, "共振リンク 電壓の 抑制化を圖, た並列共振形 インベ-タの制御方式", *電氣學會半導體電力變換研究會*, no.spc-92-70, 1992
- [7] 梁 承學, 原島文雄 他, "直流リンク並列共振形コンベ-タ의 特性改善", *電氣學會半導體電力變換研究會*, No.spc-91-74, 1991

筆者紹介



梁承學

1959年 1月 14日生
 1982年 전남대학교 계측제어공학과 (학사)
 1984年 전남대학교 대학원 (석사)
 1993年 동경대학 대학원 공학계 연구과 (박사)

1984年 9月 ~ 1986年 8月 전남대학교 전기공학과 조교
 1987年 3月 ~ 1988年 2月 목포 전문대학 전자과 시간 강사
 1988年 4月 ~ 1990年 3月 동경대학 생산기술 연구소 연구생
 1993年 4月 ~ 현재 동경대학 생산기술 연구소 박사 연구원



原島文雄

1940年 2月 3日生
 1962年 동경대학 공학부 전기공학과(학사)
 1964年 동경대학 대학원 공학계 연구과 (석사)
 1967年 동경대학 대학원 공학계 연구과 (박사)

1967年 ~ 1980年 동경대학 생산기술 연구소 조교수
 1980年 ~ 현재 동경대학 생산기술 연구소 교수
 1992年 ~ 현재 동경대학 생산기술 연구소 소장
 1984年 IEEE Anthony J. Hornfeek Award