전동기 구동 시스템에서의 EMI 문제

손 요 찬*, 이 현 동**, 설 승 기*
(*서울대 공대 전기공학부,
**현대자동차 연구개발본부 하이브리드 전기차 개발팀)

1. 서 론

1980년대 이후 산업용, 상업용으로 교류전동기의 가변속 구동 시스템이 적용되면서 전동기 구동을 위한 전력 변환 기술은 비약적으로 발전하였다. 이전의 전자식 릴레이가 PLC(Programmable Logic Controller)로 대체되었으며 마이크로프로세서(Microprocessor)와 DSP(Digital Signal Processor) 등을 이용한 디지털 제어 기법들이 적용되었다. 전력용 반도체에 있어서도 초기의 SCR(Silicon Controlled Rectifier)이 GTO(Gate Turn-Off Thyristor), 전력용 BJT(Bipolar Junction Transistor), IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)의 순으로 바뀌는 추세이다.

표 1. 일반적인 전력용 반도체의 스위칭 시간[1]

시대	전력용 반도체	스위칭 시간(μ sec)
1980	SCR(Silicon Controlled Rectifier)	4.0
1983	GTO(Gate Turn-off Transistor)	1.0
1984	GTR(Giant Transistor)	0.8
1990	IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)	0.2
1995~1996	Power Plate Type IGBT	0.1

특히 전력용 반도체의 경우 전압 상승률은 표 1과 같이 점차로 높아져 가는 추세에 있다. 높은 전압상승률의 소자는 스위칭시 발생되는 손실이 작어 방열 설계 측면에서 유리하기 때문이다. 또한 주어진 방열 조건에서 전력용 반도체의 최대 스위칭 주파수를 높일 수 있기 때문에, 전동기 제어의 동특성이 향상되며 출력 전류의 리플을 감소시킬 수 있고, 결과적으로 고조파에 의한 손실 및 토오크 맥동, 가청 잡음을 저감시킬 수 있다. 현재 IGBT의 전압 전류 내량은 점차 증가하는 추세에 있다. 따라서 IGBT는 기존의 SCR이나 GTO 등을 대체하여, 0.1kW ~ 수 MW의 전압형 PWM 인버터에 광범위하게 적용되어 5000 ~ 7000 V/μ sec의 전압상승률을 가지고 1 ~ 20 kHz의 스위칭 주파수로 운전되고 있다. 이러한 발전에 힘입어 현재의 전동기 구동 시스템은 부피, 무게 및 가격이 점차 감소하는 추세에 있으며, 소용량 시스템의 경우 집적화되는 경향이 있다.

그러나 전력용 반도체의 높은 전압 상승률은 위와 같은 순기능과 함께 다음과 같은 역기능을 동시에 가는다. (1) 전동기 누설 전류[2 ~ 3], (2) 절연 파괴[4 ~ 6], (3) 전자파 장해(Electromagnetic Interference, EMI)[7 ~ 10], 및 (4) 전동기 축전압과 이에 따른 베어링 전류[11 ~ 16]가 바로 그것이다. 특히 수십 kHz ~ 수십 MHz에 이르는 RF(Radio Frequency) 영역의 잡음은 해당 제어장치의 오동작 이외에도 각종 무선 송수신 시스템 및 여타 기기에 장애를 준다. 기기의 종류에 따라 주파수 대역별로 전도성 및 방사성 EMI 규격이 FCC, CISPR, VDE 등에 의해 규정되어 있으며 산업용 기기에 대한 규제도 강화되는 추세이다[17]. 언급한 문제를 해결하기 위한 방법으로 LCR 필터 등이 기존의 시스템에 장착되는데, 극단적인 경우 필터의 크기가 전력 변환기의 크기에 해당할 만큼 증가하여 전체 시스템의 부피 및 가격을 상승시키는 요인으로 작용하게 된다. 본 논문에서는 현재의 전동기 구동시스템에서 발생하는 위와 같은 문제점의 규명 및 이를 해결하기 위한 기존에 제안된 여러 가지 방법을 고찰한다.

2. 문제의 규명

2.1 누설 전류 및 EMI

그림 1과 같은 일반적인 전동기 구동 시스템은 전력용

반도체의 스위칭에 의해 높은 주파수의 전압을 발생시킨다. 스위칭 주파수의 고차 고조파 및 스위칭 순간의 전압 상승률에 해당하는 수백 kHz에서 수십 MHz에 이르는 고주파 영역에서 전력변환기의 각 소자 및 전동기는 LC 회로로 등가화 된다. PWM 인버터의 높은 전압 상승률에 의해 전력 소자와 방열판, 출력 케이블 사이 및 케이블과 대지(ground), 전동기 권선 사이 및 전동기 권선과 프레임 사이 등의 기생 캐패시턴스를 충·방전하는 스파이크성 전류가 발생하게 된다. 이러한 전도성 EMI(Conducted EMI)는 같은 전원 계통을 사용하는 다른 기기에 직·간접적인 영향을 줄뿐만 하니라 도선과 도선, 도선과 대지 사이에 형성된 루프가 안테나처럼 작용함으로 인해 방사 EMI(Radiated EMI)의 직접적인 원인이 된다. 이러한 현상은 시스템의 용량, 구조, 부품의 배치, 케이블의 설치 방법 등에 따라 다른 주파수 특성을 나타낸다[18].

차동 모드 EMI(Differential mode EMI)의 경우 전동기 구동시스템의 선간 전압의 dv/dt에 의해 발생된 고주파의 전류는 DC 버스 캐패시터를 통해 대부분 공급되며 DC버스 캐패시터가 공급해주지 못하는 고주파의 전류가 그림 1의 'A'와 같은 경로를 통하여 전원에서 공급된다. 커먼 모드 EMI(Common mode EMI)의 경우 그림 2와 같이 PWM 인버터에 의해 발생된 커먼 모드 전압에 의해 발생된 누설 전류가 그림 1의 'B'와 같은 경로를 통하여 전원으로 환원되므로 같은 접지를 공유하는 다른 기기에 간섭현상을 발생시킨다[9, 10]. 이러한 누설 전류는 시스템의 영상전류 릴레이 또는 전자식 차단기 등의 오동작을 유발할 수 있으며, 전동기 권선과 프레임 사이의 절연물의 수명을 단축시켜 전동기 절연 파괴의 원인으로 작용한다.

2.2 축전압 및 베어링 전류

상용 주파수의 정현파로 운전되는 유도전동기의 경우 그 고장의 30%가 전동기 베어링에서 발생하는 고장이었으므로, 베어링 손상의 원인이 되는 전동기의 축전압과 베어링 전류는 이미 1924년대부터 주목되었다. 따라서 NEMA에서는 축전압의 실효치를 1V 이하로 규제하고 있으며 브러시를 이용한 전동기의 회전축의 접지 등을 권

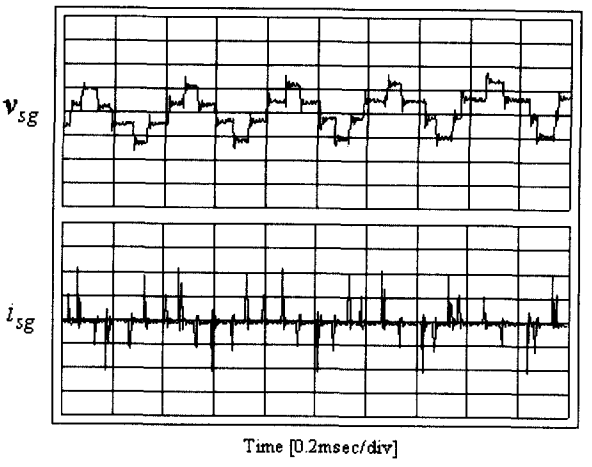


그림 2. 3.7[kW] 전동기 구동시스템의 커먼 모드 전압 및 전동기 누설 전류
(v_{sg} : 125[V/div], i_{sg} : 0.2[A/div])[19]

장하고 있다[20]. 전동기의 자기적 불평형이나 잔류 자기에 의한 베어링 전류가 그 고장의 원인이었으나 최근 PWM 인버터를 이용한 전동기 구동시스템에서 축전압의 상승에 따른 베어링 윤활 필름의 절연 파괴에 의한 베어링 전류의 발생이 베어링 손상의 주된 요인으로 등장하게 되었다. 베어링 절연이 파괴되는 전기장의 세기는 약 15V/μ m로 베어링 윤활 필름의 평균 두께(0.2 ~2 μ m)를 고려할 때, 베어링 윤활 필름의 절연이 파괴되는 전압은 3 ~ 30V가 된다. 현재의 교류전동기 구동시스템의 경우 축전압은 수십V 정도이며 이는 베어링 윤활 필름의 절연파괴 임계전압 이상에 해당한다. 현재까지의 연구 결과를 통해 전동기의 축전압과 베어링 전류 발생의 주된 원인은 커먼 모드 전압임이 밝혀져 있으며 그 발생 메커니즘을 규명하려는 노력이 계속 되고 있다. 전동기 축전압을 감소시키기 위한 직접적인 방법은 커먼 모드 전압을 제어 또는 저감시키는 것이라 할 수 있다. 그림 3은 커먼 모드 전압에 대한 베어링 전압과 베어링 전류를 도시한 것이다. 임계전압을 넘어선 베어링 전압에 대해 스파이크성의 베어링 전류가 발생하는 것을 볼 수 있다.

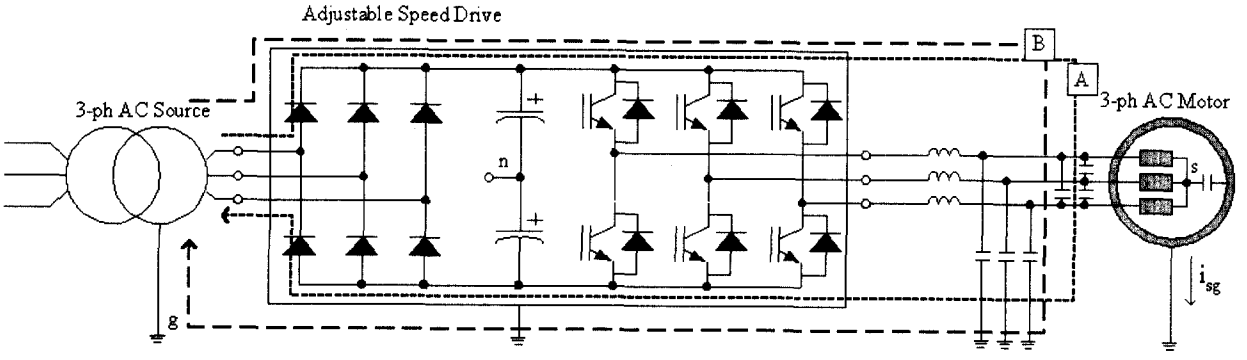


그림 1. 일반적인 교류 전동기 구동 시스템
(A : 차동 모드 전류의 경로, B : 커먼 모드 전류의 경로)

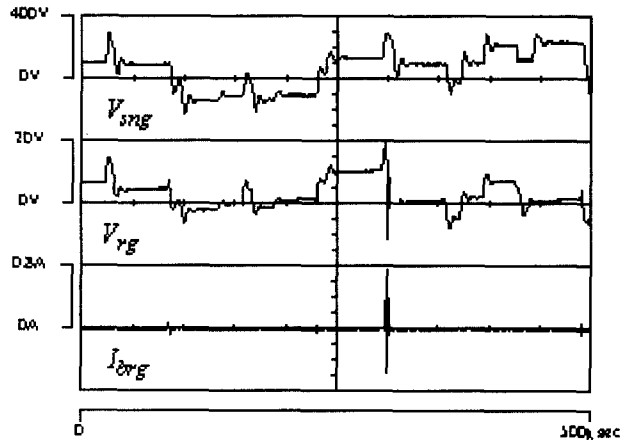


그림 3. 축전압에 따른 베어링 전압, 전류[19]
(V_{smg} : 전동기 입력단의 커먼 모드 전압, V_{rg} : 베어링 전압, I_{brg} : 베어링 전류)

3. 해결 방법

3.1 필터의 사용

앞 절에서 언급한 제반 문제에 대한 해결방안으로 가장 보편적인 방법은 전원과 인버터, 인버터와 전동기 사이에 L, C를 이용하여 그림 4와 같은 필터를 구성하는 것이다[21, 22]. 그림 4(a)의 필터는 인덕터 L과 선간으로 설치된 캐패시터 C_X에 의해 차동 모드의 2차 필터를 구성하고 상(Phase)과 대지(Ground) 사이에 설치하는 캐패시터 C_Y에 의해 커먼 모드의 2차 필터를 구성하게 된다. 일반적으로 캐패시터 C_Y는 안전상의 이유로 그 크기가 수 nF 정도로 제한되어 있기 때문에, 충분한 커먼 모드의 감쇄를 위해서는 인덕터 L이 증가해야 한다. 그림 4와 같이 각 상에 각각의 인덕터를 설치할 경우, 메인 전류를 모두 부담해야 하므로 인덕터의 크기는 시스템의 전체 전류 용량에 비례하여 증가한다. 커먼 모드 회로의 경우 이러한 문제를 해결하기 위하여 그림 4(b)와 같이 하나의 자기 코어에 같은 방향으로 권선을 설치하는 커먼 모드 초크(Common-mode Choke)를 사용한다. 그림 4(b)에 도시한 단상 커먼 모드 초크의 경우 차동 모드에 대해서는 각 권선에 흐르는 전류의 방향이 반대이기 때문에 자기 코어의 자속을 서로 상쇄시킨다. 따라서 차동 모드에 대해서는 누설 인덕턴스에 해당하는 아주 작은 인덕턴스만을 가지며, 커먼 모드 회로에 대해서는 충분히 큰 인덕턴스를 가지도록 설계할 수 있다. 차동 모드의 경우, 앞서 언급한 이유로 인덕턴스를 증가시킬 수 없기 때문에 차동 모드의 EMI를 감쇄시키기 위해서는 일반적으로 C_X를 증가시킨다.

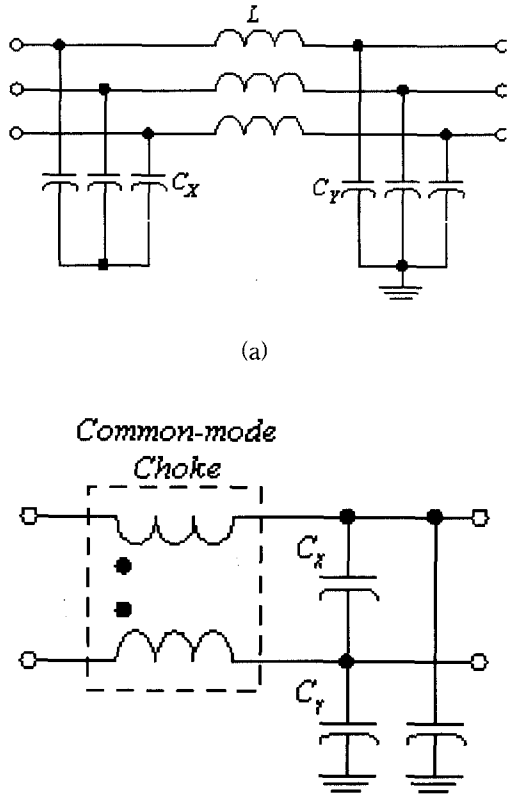


그림 4. LC 필터의 예
(a) 일반적인 3상 LC 필터,
(b) 단상 커먼 모드 초크를 사용한 LC 필터

작은 용량의 기기에서는 그림 4(b)와 같은 필터 구성만으로 차동 모드 및 커먼 모드 EMI를 해결하지만, 시스템의 용량이 커짐에 따라 하나의 커먼 모드 초크만으로는 충분한 감쇄율을 얻기 힘들다. 감쇄율을 높이기 위하여 그림 4의 필터 구성 이외에도 인덕터와 캐패시터를 분산 배치하여 다단 필터(Multi-stage Filter)를 구성하기도 한다. 그러나 결국 전체 필터의 감쇄율은 사용된 총 인덕턴스와 캐패시턴스의 곱(LC Product)에 의해 제한되며 전체 시스템의 용량이 증가함에 따라 필터의 크기도 비례하여 증가하게 된다[21].

그림 5 ~8은 그림 4의 LC 필터를 응용한 회로이다. 그림 5는 인버터 출력단에 RC를 Y-연결하여 그 중성점을 커먼 모드 초크를 통하여 접지에 연결하였다[2]. 이 회로는 PWM 인버터가 발생하는 커먼 모드 전압을 PTC(Potential coil)로 표시된 커먼 모드 초크를 통해 상쇄시켜, 전동기의 중성점 전위의 변동을 억제하여 전동기의 누설 전류를 저감시킨다. 그러나 회로의 효과적인 사용을 위해서는 PTC의 인덕턴스 L과 C는 전압변동이 발생하는 제어주기 동안 커먼 모드 전압의 변동 $\Delta v_n'$을 유지할 수 있을 만큼 그 값이 충분히 크게 설계되어야 한다.

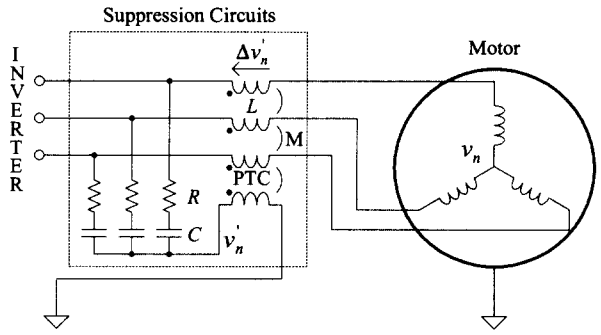


그림 5. 전압형 누설전류 억제 회로[2]

그림 6의 커먼 모드 변압기는 커먼 모드 초크의 자기 코어에 부가의 권선을 설치하여 저항 R_t를 삽입하는 것이다[3]. 그림 1에서 인버터 출력단에 커먼 모드 초크가 삽입되는 경우 커먼 모드 초크는 전동기 및 케이블의 기생 캐패시턴스 성분과 공진하게 된다. 커먼 모드 변압기의 R_t는 고주파 공진회로에서 적절한 댐핑(damping)을 주어 고주파 전류의 공진을 막아 누설전류의 최고치 및 실효치, 평균치를 감소시키는 데 그 목적이 있다. 그러나 적절한 R_t값의 산정을 위해서는 고주파 커먼 모드 회로의 인덕턴스, 캐패시턴스 성분을 비교적 정확하게 구해낼 수 있어야 한다.

인버터에서 전동기까지 케이블의 길이가 긴 경우 전압 반사 현상에 의해서 전동기 입력단의 전압은 원래의 전압보다 약 2배까지 상승할 수 있다[23]. 따라서 기존의 시스템에서는 전동기 입력단에서의 선간 전압의 dv/dt를 억제하기 위하여 L, C, R을 사용하여 필터를 구성한다. 그림 7에서는 기존의 LCR 필터의 필터 캐패시터의 중성점을 DC 버스 중성점 0에 연결시켰다[24]. 이 때 각 V_{10}', V_{20}', V_{30}'은 인버터의 극전압 V_{a0}, V_{b0}, V_{c0}의 2차 저역 통과 필터된 형태로 나타나므로 전동기 선간전압 뿐만 아니라 커먼 모드 전압의 dv/dt를 감소시킬 수 있다. 그러나 이와 같은 구조의 필터는 DC 버스 중성점을 이용할 수 있어야 한다.

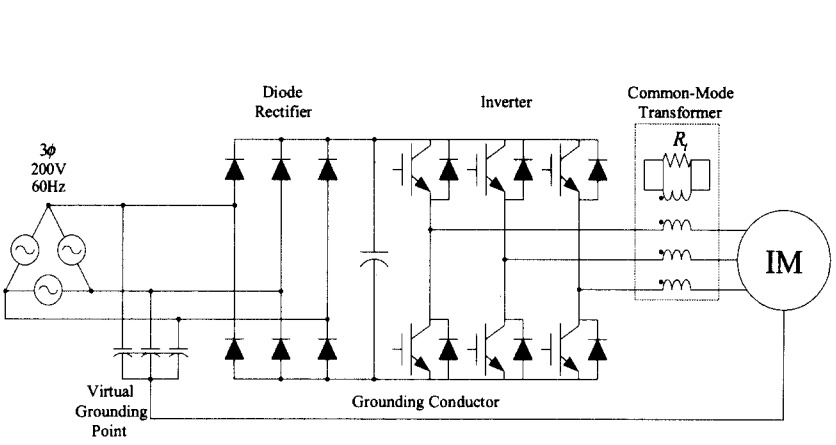


그림 6. 커먼 모드 변압기[3]

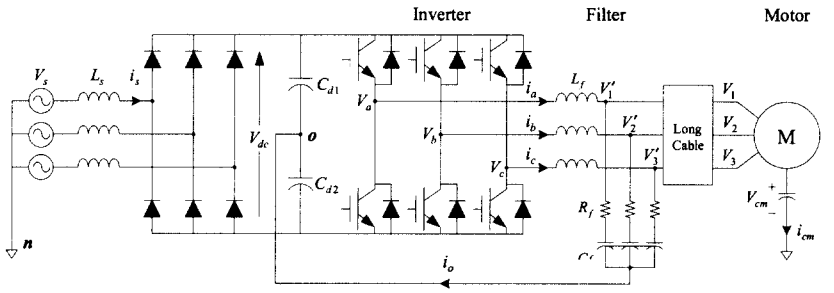


그림 7. 변형된 LCR 필터[24]

그림 8은 그림 6과 비슷한 개념으로 커먼 모드 등가회로에서 커먼 모드 전압을 1차 저역 통과 필터를 거친 형태로 전환하여 전동기에 전달하는 것이다[25]. 이 방식은 커먼 모드 보상회로의 변압기의 권선비 n, L_c, R_c 및 인버터 출력 필터의 인덕턴스를 적절히 설계함으로써 누설 전류의 감쇄, 진동주파수, 크기 등을 제한하는 것인데, 그림 6의 방식과 마찬가지로 시스템의 기생 캐패시턴스와 같은 측정하기 곤란한 정수를 구해야 하며 DC 버스에 커먼 모드 초크 등을 설치해야 한다.

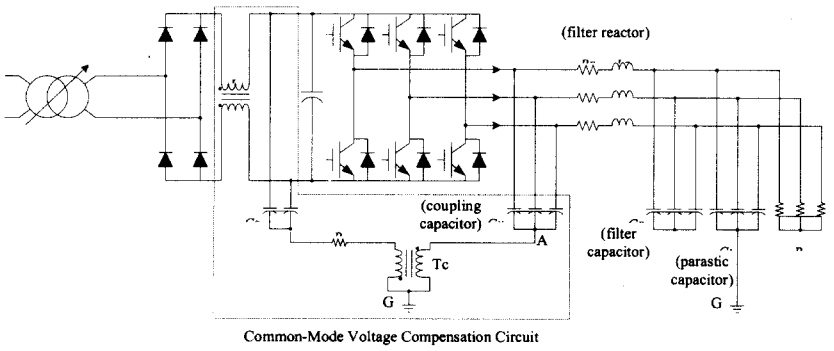


그림 8. 커먼 모드 전압 보상 회로[25]

3.2 능동 필터(Active Filter)의 사용

그림 9는 기존의 3상 브리지(bridge) 인버터에 부가의 레그(leg)를 하나 더 설치함으로써 구현 가능한 4상 인버

터를 이용하여 커먼 모드 전압을 순시적으로 제거하기 위한 시스템이다[26]. 부가의 레그는 인버터 출력 LC필터의 중성점에 연결되어 있다. 이 시스템에서 커먼 모드 전압은 $(V_a+V_b+V_c+V_d)/4$로 주어지고 이 때 전동기로 전달되는 커먼 모드 전압을 0으로 유지하기 위해 부가의 레그의 전압 V_d를 3상 인버터의 스위칭 상태에 따라 결정한다. 이 구조는 커먼 모드 전압을 0으로 유지하기 위해 영전압 벡터를 출력할 수 없으며 인버터 변조지수에 제한이 있을 수 있다. 또한 LC의 공진 문제 및 전체 시스템 제어가 복잡해지는 문제점이 있다. 그림 10은 6상 인버터를 사용하여 항상 커먼 모드 전압을 0으로 제어하는 것이 가능하다[27]. 그러나 기존 시스템에 비하여 스위칭 소자 및 게이트 드라이버의 개수가 2배 이상 증가하며 6상 인버터 각 상의 소자는 정격 부하전류를 모두 감당해야 하는 경우도 발생하므로 전류정격을 기존의 1/2으로 감소시킬 수도 없다.

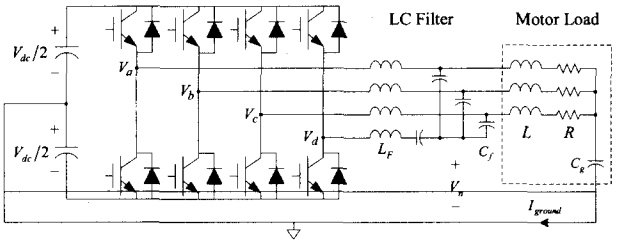


그림 9. 4상 브리지 인버터[26]

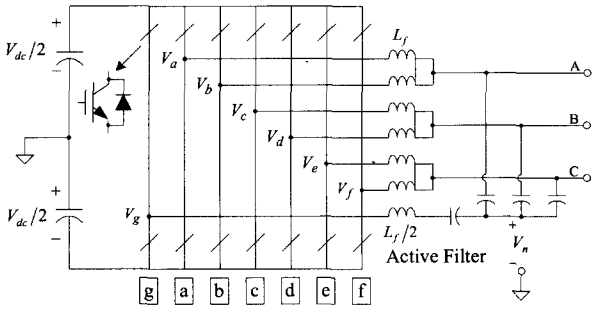


그림 10. 6상 인버터/3상 전동기 시스템[27]

그림 11의 커먼 모드 전압 상쇄기는 트랜지스터로 구성된 푸시-풀 형태의 에미터 팔로워(Emitter follower), 커먼 모드 변압기 그리고 Y-결선된 캐패시터로 구성된다[28]. Y-결선된 캐패시터에 의해 커먼 모드 전압 v_{inv}가 검출되고 에미터 팔로워 회로는 이를 상쇄하기 위해 크기는 같고 극성은 반대인 전압 v_c를 커먼 모드 변압기에 인가하여 커먼 모드 회로에서 누설 전류를 발생시키는 전압원을 존재하지 않게 한다. 이 회로는 커먼 모드 등가회로 상의 정수 값을 구하지 않고도 누설 전류를 흐르지 않게 할 수 있으므로 그 적용이 시스템 특성에 관계없이 용이하다. 그러나 구현에 있어서 비슷한 특성의 NPN, PNP 트랜지스터를 사용하여 구현되며 각 소자는 DC 버스 전압 이상의 전압 내량을 만족해야 한다. 그러나 고압의 PNP 전력용 트랜지스터를 구하기 어렵기 때문에 고압의 시스템에 적용하기 어렵다.

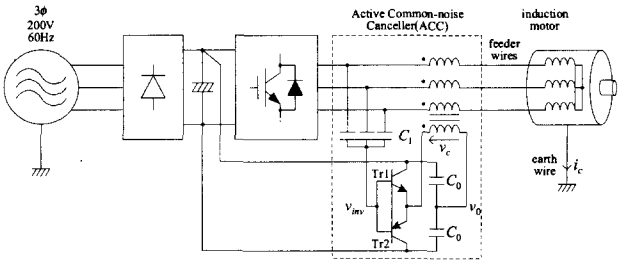


그림 11. 커먼 모드 전압 상쇄기[28]

3.3 새로운 Topology

그림 12의 듀얼 브리지(Dual bridge) 인버터를 이용하는 방식에서는 그림과 같은 전동기 권선 구조를 필요로 한다[29]. 이와 같은 듀얼 인버터의 구조에서 커먼 모드 전압은 각 인버터의 극전압(Pole voltage)의 합으로 나타나며 전동기의 커먼 모드 전압을 0으로 유지하기 위해서는 인버터 #1과 #2의 게이팅 신호를 서로 반대로 인가함으로써 구현할 수 있다. 이러한 방식은 과거 전력용 반도체의 전류 정격 제한으로 인하여 대용량 전동기 구동시 사용되었던 방식이다. 최근 고전압, 대전류 스위칭이 가능한 전력용 반도체의 등장으로 이러한 시스템은 점차 그 적용이 감소되는 추세에 있으며 앞서 언급한 바와 같이 커먼 모드 전압의 상쇄를 위해서는 기존 이중 권선 전동기의 설계가 변경되어야 한다.

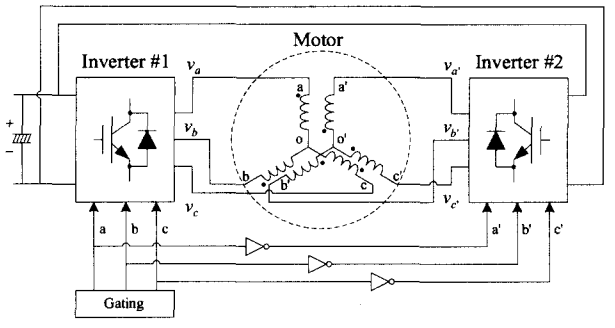
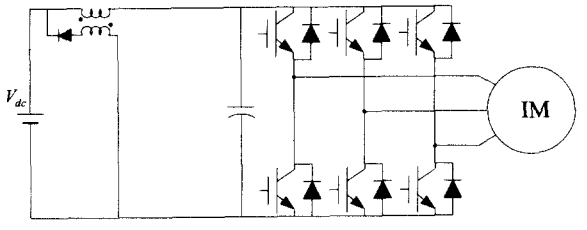


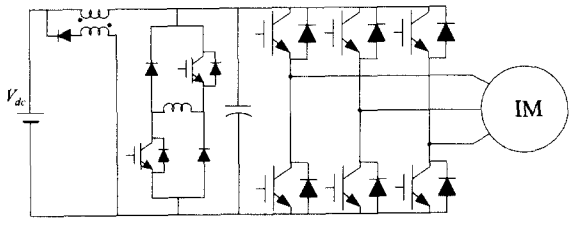
그림 12. 듀얼 인버터의 적용[29]

전력용 반도체의 dv/dt를 감소시키기 위한 방법으로 그림 13과 그림 14의 연구가 진행되고 있다. 그림 13의 소프트 스위칭 인버터(Soft switching inverter)는 원래 PWM 인버터의 스위칭 손실을 저감시키려는 목적에서 연구가 시작되었으나, 스위칭시 기존의 하드 스위칭 인버터(Hard switching inverter)에 비해 낮은 dv/dt를 가지는 특성을 이용하여 EMI 및 베어링 전류 감소를 위한 연구가 진행되

고 있다. 그러나 공진형 인버터를 적용한 시스템의 베어링 전류는 하드 스위칭 인버터에 비해 최고치는 작으나 큰 실효치의 베어링 전류를 발생시키므로, 소프트 스위칭 인버터는 베어링 전류 저감 측면에서는 크게 유리한 점을 갖지 못한다[30].



(a)



(b)

그림 13. 소프트 스위칭 인버터의 적용
(a)RDCL 인버터, (b)QRDCL 인버터

기존에 고전압 분야에서 적용되던 그림 14를 비롯한 멀티레벨 인버터(Multi-level inverter)는 출력 전압의 변동 폭을 줄일 수 있기 때문에 EMI 등의 문제 해결을 위하여 최근 이의 적용에 관한 연구가 진행되고 있다. 기존의 2-레벨 인버터가 출력 전압 합성을 위해 선택 가능한 전압벡터가 8개(6개의 유효 전압 벡터, 2개의 영전압 벡터)인 것에 비해, 그림 14의 NPC 인버터(Neutral Point Clamped Inverter)는 27개의 전압 벡터를 선택할 수 있으며 이중 19개의 전압 벡터만을 사용하면 인버터가 발생시키는 커먼 모드 전압의 크기를 DC 버스 전압 크기의 1/3 이하로 제한할 수 있다[31].

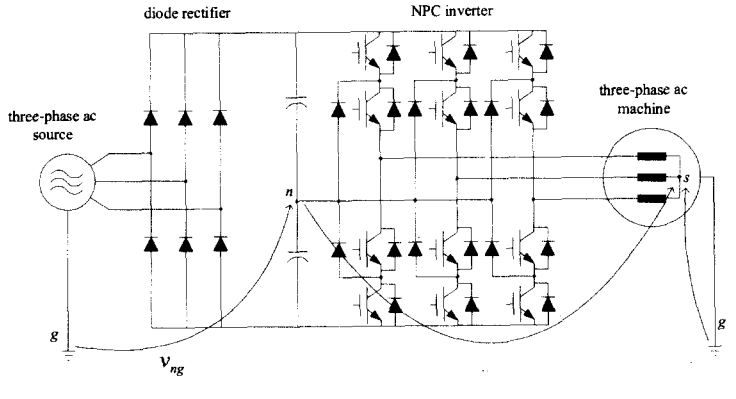
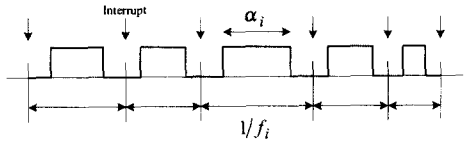


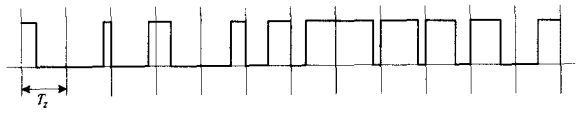
그림 14. NPC 인버터의 적용[31]

3.4 새로운 PWM 기법

기존의 RPWM(Random Pulse Width Modulation)의 연구는 주로 가청 주파수의 음향 잡음을 저감이나 전동기의 리플 토크에 의한 진동 해결 등에 초점을 두었다. 스위칭 주파수가 일정한 기존의 PWM 기법에서는 스위칭 주파수와 이의 배수에 해당하는 주파수의 대역에 큰 에너지가 집중되는 문제점이 발생하였는데, RPWM의 적용은 특정 고주파 대역의 에너지를 전체 주파수 대역으로 분산시킬 수 있어 EMI 저감 차원에서 큰 도움이 될 수 있다. 기존의 RPWM은 크게 그림 15(a)의 주파수 가변 방식, (b)의 전압 펄스 위치 가변 방식 및 임의 스위칭 RPWM 등의 3가지 기법으로 구분할 수 있다[32]. 주파수 가변 PWM은 인버터의 스위칭 주파수를 전력용 반도체의 최대 스위칭 주파수와 전동기 제어의 동특성으로부터 요구되는 최소 스위칭 주파수 사이에서 임의적으로 변화시켜 PWM을 수행하는 방법으로 PWM 캐리어의 기울기 및 제어주기를 임의적으로 변경시켜서 구현한다. 그러나 구현이 용이하지 않고 가변 주파수 구조에서 제어 주기마다 제어기의 이득을 변경해 주어야 하는 부담이 있다. 전압 펄스 위치 가변 RPWM은 고정 PWM 제어주기 상에서 그림 15(b)와 같이 유효 전압 벡터를 제어주기의 시작 또는 끝지점과 일치하게 하는 방식으로 선간전압의 펄스 위치가 기존의 PWM과는 달리 임의적으로 배치되어 출력 전압의 스팩트럼을 전체 주파수 영역으로 분산시킬 수 있다.



(a)



(b)

그림 15. RPWM(Random PWM)의 출력 전압 펄스 패턴[32]
(a)가변 주파수 RPWM,
(b)전압 펄스 위치 가변 RPWM

그림 16은 그림 1의 전동기 구동 시스템에서 다이오드 정류기 대신 PWM 컨버터가 부착되는 시스템의 경우의 커먼 모드 전압 저감에 관한 연구이다[33, 34]. PWM 컨버터/인버터 시스템에서 커먼 모드 전압 v_{sg}은 인버터와 컨버터의 스위칭 상태에 따라 그림 16(b)와 같이 0, $\pm V_{dc}/3$, $\pm 2V_{dc}/3$, $\pm V_{dc}$의 7개의 전위를 가질 수 있다. $\pm V_{dc}$의 커먼 모드 전압은 컨

버터와 인버터의 스위칭 주파수가 상이하거나, 제어 주기가 동기화 되어있지 않은 경우에 발생하며 제어 주기를 동기화 하는 경우 제거 가능하다[35]. $\pm 2Vdc/3$의 커먼 모드 전압은 안버터(컨버터)가 특정 영전압 벡터를, 컨버터(인버터)가 특정 유효 전압 벡터를 출력할 경우에 발생한다. 이 때 인버터의 유효전압 벡터가 인가되는 위치를 그림 16(c)와 같이 이동하여 시스템의 커먼 모드 전압의 크기 및 dv/dt 횟수를 줄일 수 있다[33, 34].

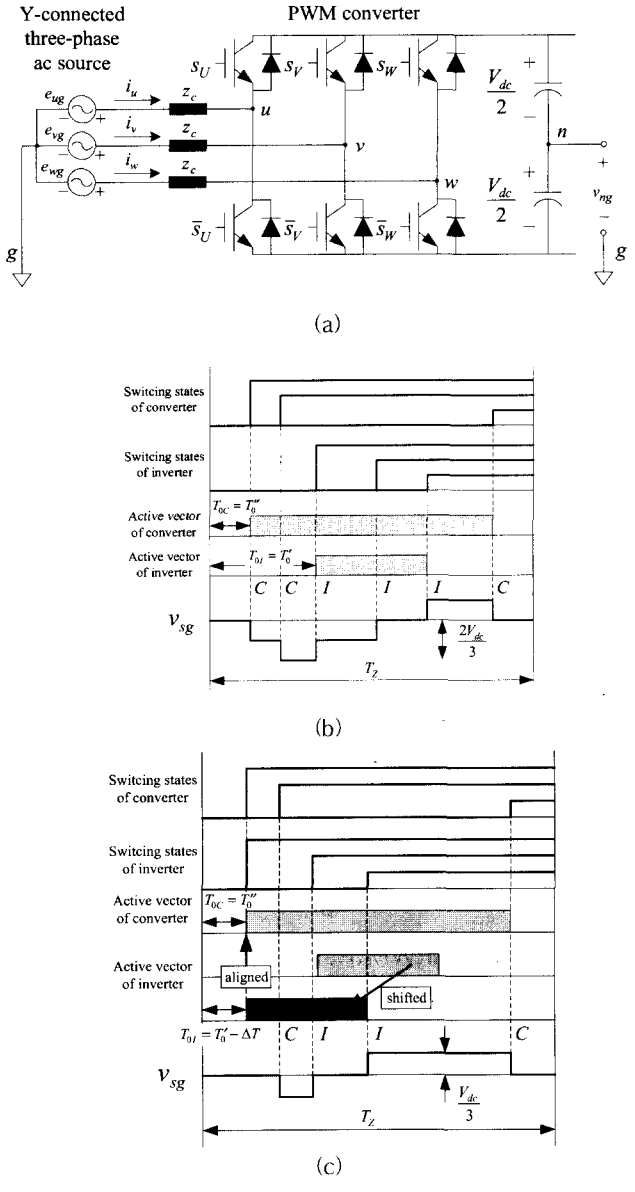


그림 16. PWM 컨버터/인버터 시스템에서의 커먼 모드 전압 저감[34]
(a) PWM 컨버터 시스템
(b) 기존의 인버터/시스템에서의 커먼 모드 전압
(c) 제안된 커먼 모드 전압 저감 기법

그림 17(b)에서는 그림 1과 같은 다이오드 정류기-PWM 인버터 시스템에서 PWM 인버터에 의한 커먼 모드 전압 v_{sn}을 v_{ng}의 크기를 상쇄시키는 방향으로 인가하여 전동기 입력단의 커먼모드 전압 v_{sg}의 크기를 저감시킨다[36].

△-결선된 전원의 한 상이 접지된 시스템의 경우, DC 버스 중성점과 접지 사이의 전위는 그림 17의 v_{ng}와 같다. PWM 인버터에 의한 커먼 모드 전압 v_{sn}에 의해 전동기 입력단의 커먼 모드 전압은 기존의 SVPWM을 적용한 경우 그림 17(a)의 v_{sg}와 같이 나타난다. 이 때 v_{ng}의 극성에 따라 $v_{ng}>0$ 인 경우 (0,0,0)의 영전압 벡터, $v_{ng}<0$ 인 경우 (1,1,1)의 영전압 벡터를 인가할 경우 그림 17(b)와 같이 전체 커먼 모드 전압은 감소하게 된다.

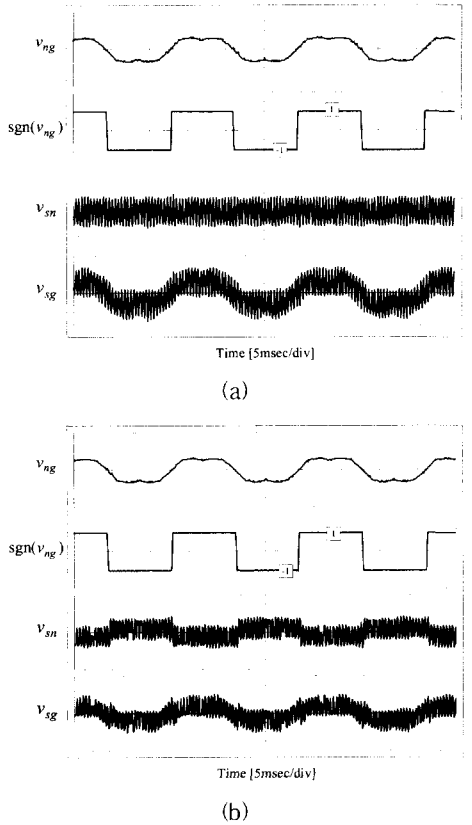


그림 17. 2상 변조방식 PWM을 이용한 커먼 모드 전압 저감[36]
(a) 기존의 3상 대칭 SVPWM, (b) 제안된 SVPWM

4. 결 론

전력용 반도체의 발달에 따라 전동기 구동 시스템의 전압 상승률은 점차 높아지는 경향에 있다. 이에 따른 누설전류 및 전자기 장해, 축전압에 의한 베어링 전류 등의 문제점이 대두되며 이에 대한 각국의 규제는 점차 강화되는 추세이다. 위와 같은 문제점을 해결하기 위하여 필터 등의 부가 장치가 필요하게 되고 이는 전체 시스템의 부피 및 가격을 상승시키는 직접적인 요인으로 작용한다. 본 논문

에서는 전동기 구동 시스템의 적용에 따른 제반 문제의 원인을 고찰하였으며 이러한 문제를 해결하기 위한 기존에 제안된 여러 방법에 대하여 소개 및 검토를 하였다.

참고문헌

[1] J.Bentley and P.Link, *"Evaluation of Motor Power Cables for PWM AC Drives,"* IEEE Trans. on IA, vol. 33, no. 2, pp. 342 ~ 358, Mar/Apr 1997.

[2] Y. Murai, T. Kubota, and Y. Kawase, *"Leakage Current Reduction for a High-Frequency Carrier Inverter Feeding an Induction Motor,"* IEEE Trans. on IA, vol. 28, no. 4, pp. 858-863, Jul./Aug., 1992.

[3] S. Ogasawara and H. Akagi, *"Modeling and Damping of High-Frequency Leakage Currents in PWM Inverter-Fed AC Motor Drive Systems,"* IEEE Trans. on IA, vol. 32, no. 5, pp. 1105-1114, Sep./Oct. 1996.

[4] C. J. Erickson, *"Motor Design Features for Adjustable-Frequency Drives,"* IEEE Trans. on IA, vol. 24, no. 2, pp. 192-198, Mar./Apr. 1988.

[5] R. J. Kerkman, *"Twenty Years of PWM AC Drives: When Secondary Issues Become Primary Concerns,"* Conf. Rec. of IEEE IECON, pp. lvii-lxiii, 1996.

[6] M. A. Cash and T. G. Habetler, *"Insulation Failure Prediction in Inverter-Fed Induction Machines Using Line-Neutral Voltages,"* Conf. Rec. of IEEE APEC, pp. 1035-1039, 1998.

[7] S. Ogasawara, H. Ayano, and H. Akagi, *"Measurement and Reduction of EMI Radiated by a PWM Inverter-Fed AC Motor Drive Systems,"* IEEE Trans. on IA, vol. 33, no. 4, pp. 1019-1026, Jul./Aug. 1997.

[8] E. Zhong and T. A. Lipo, *"Improvements in EMC Performance of Inverter-Fed Motor Drives,"* IEEE Trans. on IA, vol. 31, no. 6, pp. 1247-1256, Nov./Dec. 1995.

[9] G.Skibinski, R.Kerkman, and D.Schlegel, *"EMI Emissions of Modern PWM ac Drives,"* IEEE Industry Applications Magazine, pp. 47 ~ 81, Nov/Dec 1999.

[10] S.Chen, *"Generation and Suppression of Conducted EMI from Inverter-Fed Motor Drives,"* Conf. Rec. of IEEE IAS, pp. 1583 ~ 1589, 1999.

[11] S. Chen, T. A. Lipo, and D. Fitzgerald, *"Modeling of Bearing Currents in PWM Inverter Drives,"* IEEE Trans. on IA, vol. 32, no. 6, pp. 1365-1370, Nov./Dec., 1996.

[12] J. Erdman, R. J. Kerkman, D. W. Schlegel, and G. L. Skibinski, *"Effect of PWM Inverters on AC Motor Bearing Currents and Shaft Voltages,"* IEEE Trans. on IA, vol. 32, no. 2, pp. 250-259, Mar./Apr., 1996.

[13] A. Imayanakita and M. Nakamura, *"Bearing Corrosion of Induction Motors in AC Drives-1st Report,"* IEA-98-19, pp. 21-25, 1998.

[14] A. Imayanakita and M. Nakamura, *"Bearing Corrosion of Induction Motors in AC Drives-2nd Report,"* RM-98-109, pp. 101-104, 1998.

[15] A. Imayanakita and M. Nakamura, *"Bearing Corrosion of Induction Motors in AC Drives-3rd Report,"* MID-98-37, pp. 1-5, 1998.

[16] S. Chen, T. A. Lipo, and D. W. Novotny, *"Circulating Type Motor Bearing Current in Inverter Drives,"* Conf. Rec. of IEEE IAS, pp. 162-167, 1996.

[17] D. A. Williams, *"A Tutorial on EMI Characterization of Switching Regulators,"* Conf. Rec. of IEEE APEC, pp. 333-339, 1996.

[18] L.Rossetto, S.Buso, and G.Spiazzi, *"Conducted EMI Issues in a 600W Single-Phase Boost PFC Design,"* IEEE Trans. on IA, vol. 36, no. 2, Mar/Apr 2000.

[19] 이현동, *"PWM 기법을 이용한 인버터 구동 교류전동기 시스템에서의 커먼 모드 전압 저감,"* 서울대학교 박사 학위 논문, 1999년 8월.

[20] NEMA MG-1 Specification Part 31, Section IV, 1993.

[21] L.Tihanyi, *"Electromagnetic Compatibility in Power Electronics,"* IEEE Press, 1995.

[22] M.J.Nave, *"Power Line Filter Design for Switched-Mode Power Supplies,"* Van Nostrand Reinhold, 1991.

[23] A. von Jouanne and P. Enjeti, *"Application Issues for PWM Adjustable Speed AC Motor Drives,"* IEEE Industry Applications Magazine, pp. 10-18, Sep./Oct., 1996.

[24] D. Rendusara and P. Enjeti, *"An Improved Output Filter Configuration Reduces Common and Differential Modes dv/dt at the Motor Terminals in PWM Drive Systems,"* IEEE Trans. on PE, vol. 13, no. 6, pp. 1135-1143, Nov., 1998.

[25] T. Shimizu and G. Kimura, *"High Frequency Leakage Current Reduction Based on a Common-Mode Voltage Compensation Circuit,"* Conf. Rec. of IEEE PESC, pp. 1961-1967, 1996.

[26] A. L. Julian, T. A. Lipo, and G. Oriti, *"Elimination of Common Mode Voltage in Three Phase Sinusoidal Power Converters,"* Conf. Rec. of IEEE PESC, pp. 1968-1972, 1996.

[27] A. L. Julian, R. Cizner, G. Oriti, and T. A. Lipo, *"Active Filtering for Common Mode Conducted EMI Reduction in Voltage Source Inverters,"* Conf. Rec of IEEE APEC, pp. 934-939, 1998.

[28] S.Ogasawara, S.Zhang and H.Akagi, *"Configurations and Characteristics of Active Canceling and Compensation Circuits for Reducing Common-mode Voltage Generated by Voltage-Source PWM Inverters,"* T.IEE Japan, vol. 120-D, no. 5, pp. 658 ~665, 2000.

[29] A. von Jouanne and H. Zhang, *"A Dual-Bridge Inverter Approach to Eliminating Common Mode Voltages and Bearing and Leakage Currents,"* IEEE Trans. on PE, vol. 14, no. 1, Jan. pp. 43-48, 1999.

[30] S. Chen and T. A. Lipo, *"Bearing Currents and Shaft Voltages of an Induction Motor Under Hard- and Soft-Switching Inverter Excitation,"* IEEE Trans. on IA, vol. 34, no. 5, pp. 1042-1048, Sep./Oct., 1998.

[31] Hee-Jung Kim, Hyeoun-Dong Lee, and Seung-Ki Sul, *"A New PWM Strategy for Common Mode Voltage Reduction in Neutral-Point Clamped Inverter-Fed Ac Motor Drives"*, Conf. Rec. of IEEE IAS pp.2032-2036, 2000.

[32] A. M. Trzynadlowski, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, R. L. Kirlin, and S. Legowski, *"Random Pulse Width Modulation Techniques for Converter-Fed Drive Systems - A Review,"* IEEE Trans. on IA, vol. 30, no. 5, pp. 1166-1175, Sep./Oct., 1994.

[33] H.D.Lee and S.K.Sul, *"A Common-Mode Voltage Reduction in Converter-Inverter System by Shifting Active Space Vector in a Sampling Period,"* Conf. Rec. of IEEE APEC, pp. 1046 ~ 1051, 1999.

[34] H.D.Lee and S.K.Sul, *"Common-Mode Voltage Reduction Method Modifying the Distribution of Zero Voltage Vector in PWM Converter/Inverter System,"* Conf. Rec. of IEEE IAS, pp. 1596 ~ 1601, 1999.

[35] A. M. Be Broe, A. L. Julian, and T. A. Lipo, *"Neutral-to-Ground Voltage Minimization in a PWM Rectifier/Inverter Configuration,"* PEVD Conf. Rec., pp. 564-568, 1996.

[36] H.D.Lee, Y.C.Son and S.K.Sul, *"A New Space Vector Pulsewidth Modulation Strategy for Reducing Ground to Stator-Neutral Voltage in Inverter-Fed AC Motor Drives,"* Conf. Rec. of APEC, pp. 918 ~ 923, 2000.

저 자 소 개

손요찬(孫堯贊)
1974년 12월 23일생. 1997년 서울대학교 전기공학부 졸업. 1999년~현재 동 대학교 전기공학부 박사과정

이현동(李炫東)
1969년 10월 7일생. 1993년 서울대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 현대자동차(주) 연구개발본부 선행개발실 하이브리드전기차 개발팀 선임연구원

설승기(薛承基)
1958년 3월 25일생. 1980년 서울대학교 전기공학과 졸업. 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1986년~1988년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 객원연구원. 2000년 IEEE Fellow. 현재 서울대학교 공과대학 전기공학부 부교수