

특집 : 마이크로 서지 필터

인버터 구동시 전동기 입력전압 서지 분석 및 대책

최기수*, 함년근*, 홍찬욱**

(*인텍에프에이, **LG산전 연구소)

1. 서 론

반도체 기술의 발달로 인하여 전력용 제어 소자의 고주파 스위칭이 가능하게 되었다. 이에따라 인버터의 전압과 주파수 제어의 정확성 및 제어 응답 특성 등의 향상에 의하여 PWM 인버터의 성능도 향상이 되었다.

그러나 이러한 반면 인버터 주회로 소자의 고속 스위칭 동작에 의하여 높은 dv/dt를 유발하여 전동기를 소손 시키는 문제를 발생시킬 수 있다.

스위칭 속도의 문제는 IGBT를 사용하기 시작하면서 인버터 구동시 노이즈 증가 및 전동기의 소손 문제가 증가되기 시작하였다.

1980년도 중반부터 본격적으로 국내에서 판매되고 있는 인버터의 대부분이 IGBT를 적용하고 있으며 현재에는 전동기의 제어의 고급화 및 용이성에 의하여 95% 이상의 제품에 적용되고 있는 실정이다.

따라서 이에 따른 문제점을 적극적으로 대처하여 문제 발생으로 인한 손실을 미연에 방지하여야 한다.

여기에서는 PWM 인버터 적용시 발생하는 전동기 입력 서지 전압을 분석하고 대책을 고찰하기로 한다.

2. 과전압의 분석, 영향 및 대책

2.1 인버터 구동 전동기 시스템의 모델링

그림 1의 인버터 구동 전동기 시스템은 Z_{inv} 의 특성임피던스를 가진 인버터, Z_c 의 특성임피던스를 가진 선로 및 Z_M

의 특성임피던스를 가진 전동기로 구성되어 있고 인버터와 선로사이 및 선로와 전동기와의 접합부에서 임피던스 불연속점이 존재한다. 인버터에서 출력된 전압이 전동기 입력단에서 반사를 일으켜 전동기 입력단의 전압을 크게 하고 인버터 출력단으로 진행하게 되어 인버터 출력단에서 다시 반사되어지게 된다. 그림 2의 시스템과 같이 임피던스의 불연속 점이 여러 개 존재하게 되면 각 접합부에서 반사된 전압이 일정한 시간간격을 가지고 중첩되어 나타나게 되며 전동기 입력단에서의 전압은 그림 3의 전압 파형과 같이 정상상태전압(인버터 출력단 전압)으로 수렴하게 될 때까지 진동하게 된다.

단상 모델링 전동기 입력단에서의 과전압을 해석하기 위해서는 시스템을 3상 분포정수회로로 모델링을 하여야 한다. 그런데 스위칭 순간시의 짧은 시간 동안의 과전압 해석만을 위

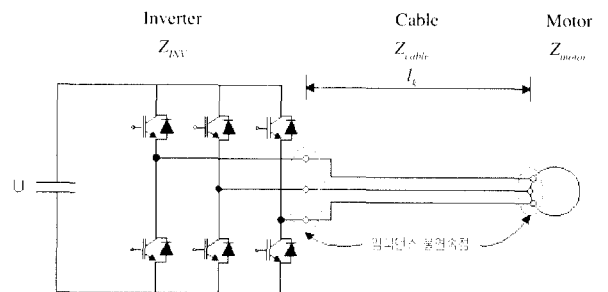


그림 1 2개의 임피던스 불연속 점을 가진 인버터 구동 유도전동기

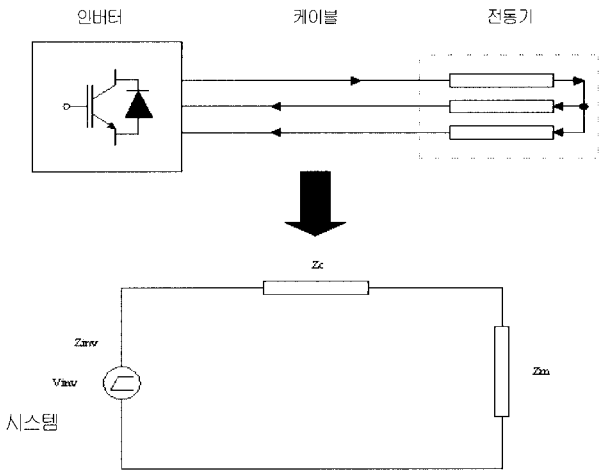


그림 2

해서는 단상의 모델링이 가능하다. 과전압이 발생하는 스위칭 순간 시에는 3상중 한 pole의 전압만이 변화하게 되어 인버터를 등가의 전압원으로 볼 수 있고 부하단의 전동기는 인버터의 스위칭 상태에 따라 한 상으로 전류가 흘러 들어가고 다른 두 상으로 전류가 흘러나오게 되거나 그 반대로 도통상태가 이루어지므로 이를 3상 아닌 그림 3과 같이 단상의 모델링을 할 수 있다. 그림 2와 같이 케이블의 특성 임피던스를 Z_c , 전동기의 특성 임피던스를 Z_m , 인버터의 특성 임피던스를 Z_{inv} 라 했을 때 전동기 입력단에서의 반사계수 $load$ 를 식 (1)과 같이 구할 수 있다.

$$\Gamma_{load} = \frac{Z_m - Z_c}{Z_m + Z_c} \quad (1)$$

전동기 입력단에서 반사된 전압은 인버터 쪽으로 전파되어 인버터 출력 단에서 반사현상을 일으키게 되는데 인버터 출력단에서의 반사계수 inv 는 식 (2)와 같이 주어진다.

$$\Gamma_{inv} = \frac{Z_{inv} - Z_c}{Z_{inv} + Z_c} \quad (2)$$

일반적인 전송선로의 경우 50~200 정도의 특성임피던스를 가지는 것으로 알려져 있고 전동기의 특성 임피던스는 전동기 용량에 따라서 크기가 달라지지만 작은 용량의 전동기의 경우 특성임피던스가 수~수십k 정도로 알려져 있다(25마력전동기의 경우 $Z_m=1.5k$, $Z_c=80$ 정도로 알려져 있으며 전동기 용량이 작을수록 커진다). 그리고 인버터단의 임피던스는 극히 작으므로 식 (3)의 관계가 성립한다.

$$Z_{inv} \ll Z_c \ll Z_m \quad (3)$$

따라서 인버터 출력단에서의 반사계수 inv 는 거의 -1의 값을 가지게 되며 전동기 입력단에서의 반사계수 $load$ 는 전동기 용량에 따라 달라지지만 작은 용량의 전동기(5hp)의 경우 0.6~0.9 정도의 값을 가지는 것으로 알려져 있다. 만일 케이블과 전동기의 임피던스 차이가 크게 날 경우 전동기 입력단에서의 반사계수 inv 는 거의 1이 되며 케이블의 길이가 길어져 진행파의 진행시간에 비해 인버터 출력전압의 상승시간이 작다면 반사에 의해 전압이 2배까지 상승할 수 있다.

그림 3은 분포정수회로 이론에서와 같이 케이블 내에서의 손실이 없다고 가정하고 인버터 출력전압이 전동기 입력단까지 전달되는 시간을 Tt 인 경우 $t=0$ 에서 크기 V , 0의 전압의 상승시간을 갖는 스텝전압이 인버터에서 출력되었을 경우에 인버터 출력단의 반사계수 inv 가 -1이고 전동기 입력단의 반사계수 $load$ 가 0.5일 경우의 전압반사에 의한 전압의 전달특성을 보인 것으로 검게 칠해진 부분이 반사로 나타난 전압을 표시한 것이다. 전동기 입력단에서의 전압을 보았을 때 전동기 입력단에서 반사된 전압이 인버터 출력단으로 진행하여 다시 반사를 일으켜서 전동기 입력단으로 되돌아와 이전의 전압과 중첩됨을 알 수 있다.

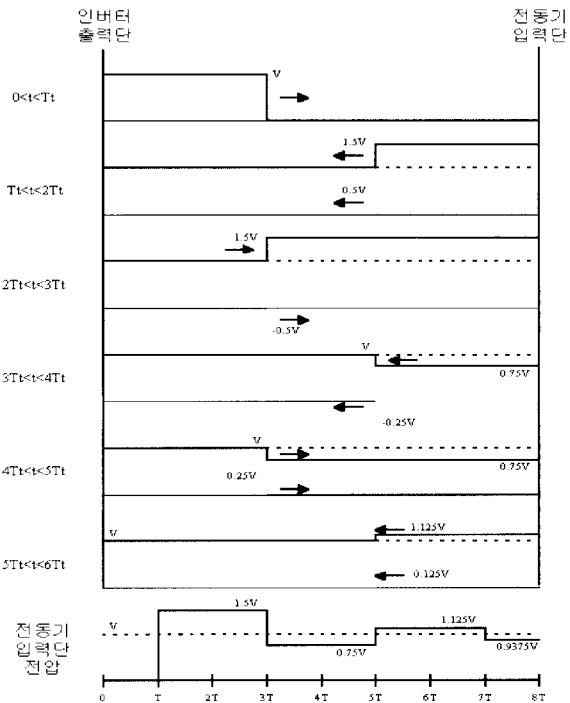


그림 3 $inv = -1$, $load = 0.5$ 일 경우의 전압반사 현상 및 전동기 전압 파형

그림 3에서와 같이 전압의 ringing 주파수는 $4T_t$ 로 인버터 펄스전압의 전달속도와 케이블의 길이로부터 계산할 수 있으며 전달속도는 전선의 단위길이당의 임피던스를 L_c , 전선과 대지와의 부유용량을 C_c 라 했을 때 식 (4)로 주어지며 일반적인 경우 $1.5108\text{m/s}(150\text{m/s})\sim 2108\text{m/s}(200\text{m/us})$ 정도이다. 전선의 길이를 $l_k[\text{m}]$ 라 했을 때 인버터 출력펄스가 전동기 입력단에 도달하는 시간 $T_t[\text{s}]$ 는 식 (5)로 주어진다.

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_c C_c}} [\text{ms}] \quad (4)$$

$$T_t = \frac{l_k}{v} [\text{s}] \quad (5)$$

전동기 입력단 전압의 ringing 주파수가 $4T_t$ 로 주어지므로 식 (6)과 같이 진동주파수를 구할 수 있고 이는 케이블의 길이 및 재질과 관련됨을 알 수 있다.

$$f_o = 1/4t_r = v/4l_k = 1/4l_k \sqrt{L_c C_c} \quad (6)$$

그림 3의 전압파형의 계산과정에서는 진행파 이론에서와 같이 케이블에서의 손실을 무시하고 선로를 L-C 회로로 보고 인버터 출력전압의 상승시간을 0으로 가정했다. 그러나 인버터 출력전압은 일정한 상승시간을 가지고 있으

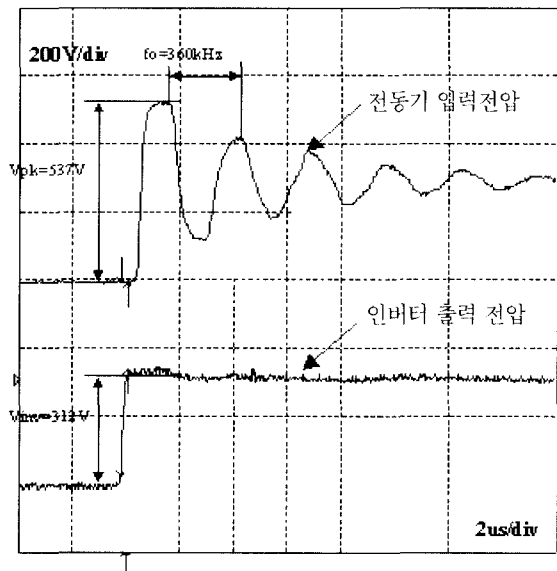


그림 4 전압반사에 의한 전동기 입력단에서의 과전압 발생 실측 파형

며 실제의 케이블에서는 손실이 존재하여 전압감쇠가 발생하며 진행파에 왜형이 발생한다. 따라서 전동기 입력단에서의 전압 크기는 반사계수와 입력전압의 곱으로 주어지는 않으며 그림 4의 실측파형에서와 같이 그림 3과는 전압파형의 형상도 바뀌게 된다. 측정 조건은 인버터 출력전압이 312V, 전압 상승시간 180ns, 전동기와의 케이블 길이는 100m이고 전동기는 7.5kW 유도전동기이다(그림 1 참조).

케이블내에서 손실이 존재하기 때문에 그림 4의 실측결과에서와 같이 손실을 고려하지 않을 경우 모델링과의 오차가 존재하게 되나 손실을 고려하지 않을 경우 진행파의 양상을 수식적으로 모델링할 수 있기 때문에 전동기 입력단에서의 과전압의 크기를 예측하기 위해 손실을 고려하지 않은 모델을 사용하였다.

2.2 과전압의 크기와 펄스 rising time 및 선로의 길이와의 관계

전압반사에 의해 최대 입력전압의 2배 크기까지 나타나는 과전압의 양상은 임피던스 매칭 여부 만이 아니라 인버터 출력 펄스전압의 rising time와 선로의 길이와 밀접한 연관을 가지게 된다. 2.1절의 그림 2의 전압파형은 상승시간이 0인 스텝 전압이 인가되었을 때의 전압반사현상을 도시한 것으로 전동기 입력단에서의 전압의 피크치는 입력전압에 입력전압에 반사계수를 곱한만큼의 크기를 갖는 반사된 전압을 더한 것으로 되지만 실제의 전압파형은 일정한 상승시간을 가지고 있어 전압의 상승시간이 과전압의 크기에 영향을 준다. 그 이유는 인버터 펄스전압이 전동기 입력단에 도달한 후 $2T_t$ 의 시간이 경과하면 인버터단에서 (-)의 크기를 가진 전압이 입사되어 전동기 입력단의 전압의 크기를 줄이게 되기 때문에 전압반사에 의한 전동기 입력단에서의 전압 피크치는 인버터 출력전압의 상승시간 및 케이블 길이(T_t 가 변함)와의 관계에 따라 바뀌게 된다.

2.2.1 인버터 출력전압의 상승시간이 $2T_t$ 보다 작은 경우

인버터 출력전압의 상승시간이 $2T_t$ 보다 작은 경우는 인버터단에서 반사된 (-)의 전압이 전동기 입력단으로 입사되기 이전에 인버터 출력전압의 정상상태 값으로 상승을 마치게 되어서 전동기 입력단 전압도 피크치에 도달하게 된다. 즉, 반사된 전압에 의해 전동기 전압의 크기가 줄기 이전에 전동기 전압이 완전히 상승을 마치게 되는 것이다. 인버터 출력단의 반사계수 inv 가 -1이고 케이블에서의 손실을 무시하고 종단에 저항만이 연결되었다고 가정하고 인버터 출력전압을 U 라고 했을 경우 전동기 입력단의 전압의 피크치는 식 (7)과 같이 인버터 출력전압과 전압반사에 의한 증가분의 합으로 주어진다.

$$V_{peak} = (1 + \Gamma_{load})U \quad (7)$$

그림 5는 인버터 출력전압의 크기 $U=312V$, 인버터 출력 전압의 상승시간 $Tr=1ns$, 케이블에서의 시간지연 $Tt=500ns$, 전동기 입력단에서의 반사계수 $load=0.5$, 인버터 입력단에서의 반사계수 $inv=-1$ 인 경우의 전동기 입력단에서의 전압 파형이다. 출력전압의 피크치는 $468V$ 로 식 (7)에서 $(1+0.5)312=468V$ 임을 알 수 있다. 앞절과 마찬가지로 전동기 전압은 인버터 출력전압의 정상상태값 $312V$ 를 중심으로 진동하며 진동주파수는 $4Tt$ 이다.

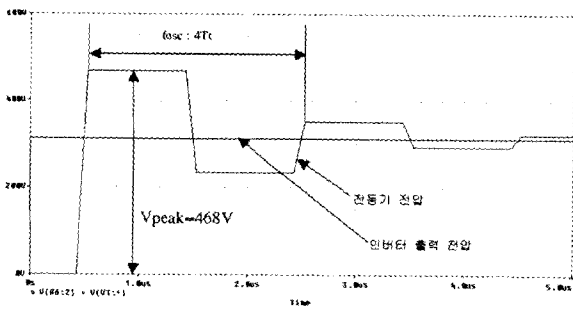


그림 5 $Tr < 2Tt$ 인 경우의 전동기 입력단 전압파형

2.2.2 인버터 출력전압의 상승시간이 $2Tt$ 보다 크고 $4Tt$ 보다 작은 경우

인버터 출력전압 상승시간이 $2Tt$ 보다 큰 경우는 전동기 입력단에서의 전압이 계속 상승하고 있는 상태에서 인버터단에서 반사된 (-)의 전압이 전동기 입력단으로 입사하여 전동기 입력단의 전압을 줄이게 되고 인버터 출력전압 상승시간이 $4Tt$ 보다는 작기 때문에 인버터 출력단으로부터의 2번째 반사파가 입사되기 이전에 전압 상승을 마치게 된다. 인버터 출력단의 반사계수 inv 가 -1 이고 인버터 출력전압의 상승시간을 Tr 이라 했을 때 케이블에서의 손실을 무시하고 종단에 저항만이 연결되었다고 가정한 경우에 전동기 입력단 전압 V_{motor} 를 수식적으로 표시하면 식 (8)로 주어지게 된다. 단 시간의 기준($t=0$)은 전동기 입력단에 전압이 입사한 이후이다.

$$V_{motor} = \frac{(1 + \Gamma_{load})U}{T_r} t \quad 0 < t < 2T_t \quad (8a)$$

$$= U \left(\frac{(1 + \Gamma_{load})}{T_r} t - \frac{\Gamma_{load}(1 + \Gamma_{load})}{T_r} (t - 2T_t) \right) \quad 2T_t < t < 4T_t + Tr \quad (8b)$$

전동기 입력단 전압의 피크는 초기 입력전압이 상승을 마치면 시점인 $t=Tr$ 인 경우에 발생하며 이를 식 (8b)에 대입하면 전동기 전압의 피크치 V_{peak} 는 식 (9)로 주어진다.

$$V_{peak} = U \left(1 - \Gamma_{load}^2 + \frac{2T_t}{T_r} \Gamma_{load}(1 + \Gamma_{load}) \right) \quad (9)$$

식 (5)을 식 (9)에 대입하면 식 (10)의 케이블 길이와 전압 상승시간에 대한 전동기 전압 피크치 식을 얻을 수 있다.

$$V_{peak} = U \left(1 - \Gamma_{load}^2 + \frac{2l_k}{T_r v} \Gamma_{load}(1 + \Gamma_{load}) \right) \quad (10)$$

그림 6은 인버터 출력전압의 크기 $U=312V$, 인버터 출력 전압의 상승시간 $Tr=2us$, 케이블에서의 시간지연 $Tt=500ns$, 전동기 입력단에서의 반사계수 $load=0.5$, 인버터 입력단에서의 반사계수 $inv=-1$ 인 경우의 전동기 입력단에서의 전압 파형이다. 인버터에서 전압이 출력된 후 Tt 의 시간이 경과하면 전동기에 전압이 도달하여 전동기 전압이 상승하며 전압의 크기는 식 (8a)로 주어진다. 전동기 입력단에 전압이 도달한 후 시간이 $2Tt$ 가 경과하면 인버터 단에서 반사되어져 온 (-)의 크기를 가지는 전압파형이 중첩되어 전동기 전압의 크기가 줄게 된다. 전압의 크기는 식 (8b)로 주어지며 전압의 피크치는 $t=0$ 에 인버터로부터 입력된 펄스의 상승이 끝나는 $t=Tr$ 에서 발생하게 되고 피크치는 $350.97V$ 로 식 (10)의 계산치인 $312(1 - 0.52 + 2500n/2u0.5(1 + 0.5)) = 351V$ 와 일치하며 전압 ringing의 주파수는 $4Tt$ 임을 알 수 있다. $T=2Tt+Tr$ 이후의 전압파형은 전동기 입력단에서 반사된 전압이 되돌아와 다시 중첩되면서 인버터 전압의 정상상태 값($312V$)를 중심으로 진동하게 된다. 만일 전압상승시간이 $4Tt$ 보다도 큰 경우에는 인버터단으로부터의

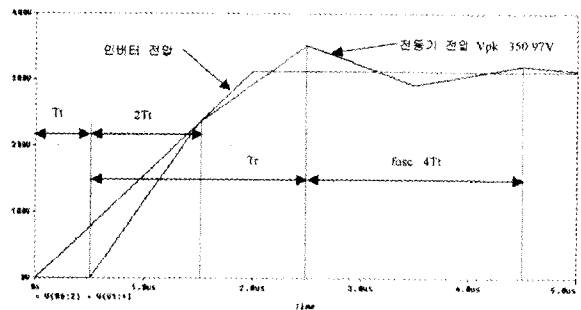


그림 6 $2Tt < Tr < 4Tt$ 인 경우의 전동기 입력단 전압파형

2번째 이상의 반사파들의 중첩을(격자선도 참조) 고려하여 전압을 계산해 주어야 한다. 피크전압의 크기는 4Tt보다 작은 경우에 비해 작게 된다.

2.2.3 스위칭 소자에 따른과전압 크기변화

2.2.1과 2.2.2에서 분석한 것과 같이 인버터 출력전압의 상승시간이 진행과가 케이블을 따라 이동하는 시간 Tt의 2배보다 작을 경우 2배의 과전압(전동기단에서의 반사계수를 1로 가정)이 인가되어지는데 고속 스위칭 소자를 사용할수록 전압 상승시간이 빨라지므로 2배의 전압반사를 일으키는 케이블의 길이가 짧아지게 된다. 스위칭 소자에 따라 인버터 출력 전압의 상승시간은 달라지는데 일반적으로 GTO는 10us, BJT는 1us, IGBT는 0.1us 정도이다.

표 1은 케이블 내에서의 진행속도를 160106m/s, 전동기 입력단에서의 반사계수를 1, 인버터 출력단에서의 반사계수를 1이라고 가정했을 경우 인버터 출력전압을 상승시간이 변

표 1 전압 상승시간의 변화에 따른 2배의 전압반사를 일으키는 케이블의 최소길이

스위칭 소자	전압 상승시간	케이블 최소길이(m)
IGBT	0.1us	8
	0.5us	40
BJT	1us	80
	2us	160
GTO	10us	900
	20us	1800

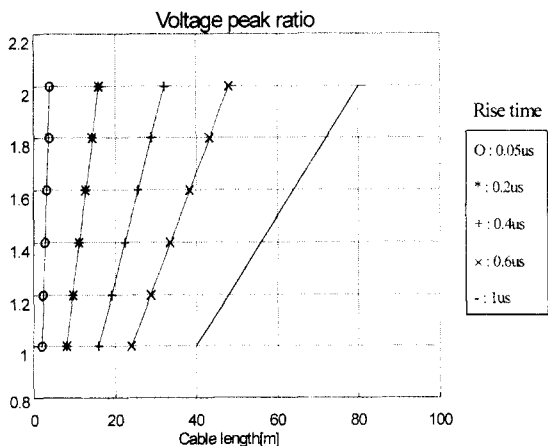


그림 7 케이블 길이의 변화에 따른 전동기 입력단 전압 피크치의 변화

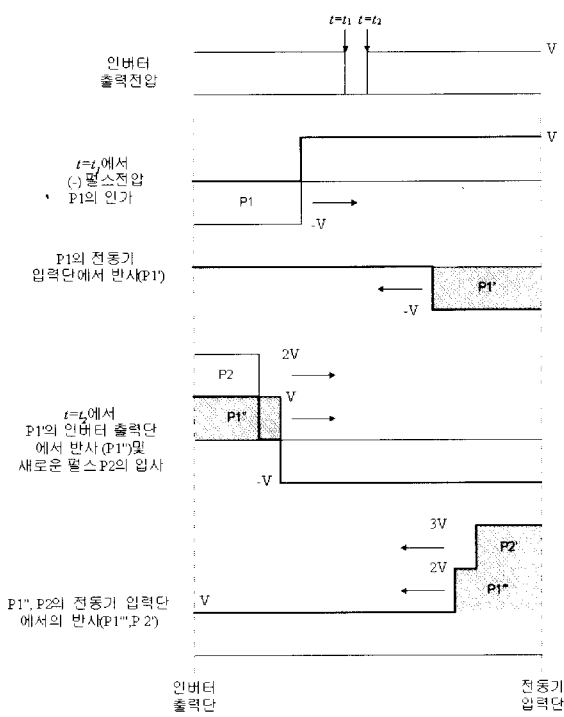
할 때 2배의 전압반사를 일으키는 케이블 길이를 계산한 결과이다. 고속 스위칭 소자일수록 전압 상승 시간이 빨라져 짧은 길이에서도 2배의 전압반사가 일어나고 있다. 그림 7은 전압 상승시간이 1us이하인 경우에 길이의 변화에 따른 인버터 출력단 전압 대비 전동기 입력단 전압의 크기를 도시한 것으로 케이블의 길이가 길어질수록 전압의 크기가 커진다

2.3 과전압의크기와 스위칭 주파수 및 PWM 방법과의 관계

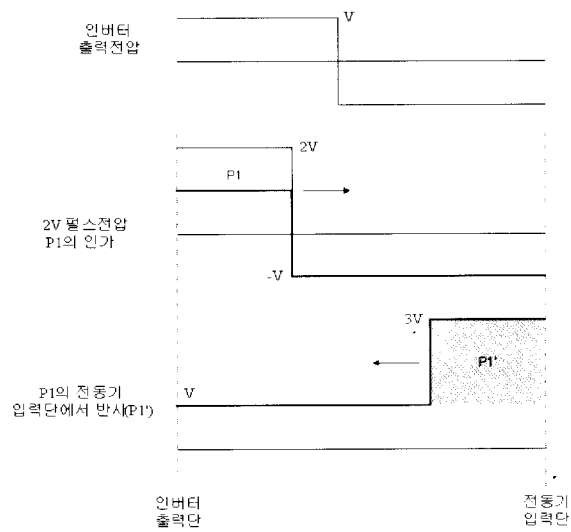
앞절에서의 분석에 의하면 반사에 따라 전동기 입력단에 의해 발생하는 과전압의 크기는 이론적으로 선간전압의 2배까지 증가하나 실제의 경우에는 스위칭 조건에 따라 3~4배의 과전압이 걸리는 것이 관측되어지고 있다. 2배까지의 과전압은 펄스의 rising time 및 길이에 영향을 받고 그 이상의 전압은 스위칭 주파수 및 PWM 방법에 큰 영향을 받게 되는데 정상적인 상태에서는 펄스전압의 인가에 따라 전동기 입력단에서 발생하는 과전압은 반사계수 및 선로의 저항(감쇠)에 의해 선간 전압의 크기로 지수 적으로 줄어들게 되어 있으며 인버터 dwell time(선간 전압이 0인 상태)에서 0으로 감소하게 된다. 그런데 이러한 전압의 과도상태가 다 끝나지 않은 상태, 즉 선로의 전압이 0이 아닌 상태에서 또다른 펄스전압이 인가된다면 2배 이상의 과전압이 유기 되어지게 된다.

그런데 전동기 입력단에서의 과전압의 감쇠는 선로의 저항 값에 좌우되며 저항 값은 skin effect 및 proximity effect에 의해 영향받으므로 과전압의 진동주파수에 따라 과전압의 감쇠도 변한다(fo에 비례). 소용량의 전동기 시스템에서는 전동기 입력단에서의 반사계수가 거의 -1이 되기 때문에 반사계수에 의한 감쇠보다는 skin effect에 의한 케이블의 저항에 의해 주로 감쇠가 일어나게 되고 대용량의 전동기 시스템에서는 케이블의 굵어지면서 skin effect에 의해 나타나는 저항값이 줄지만 전동기 입력단의 반사계수가 1이 아니기 때문에 반사에 의해 fo의 주파수로 점진적으로 감쇠가 일어나게 된다.

2배 이상의 과전압이 일어나지 않으려면 인버터 출력에 zero vector가 인가된 상태에서 전압반사에 의한 과도상태가 끝난 후에 PWM 출력전압이 인가되어야 하는데 스위칭 주파수가 높아진다면 영벡터가 인가되는 시간이 줄어들게 되는 문제가 있다. 만일 PWM을 수행하다가 아주 짧은 시간동안 펄스가 인가되는 구간이 존재하거나 선간전압이 영전압의 상태를 거치지 않고 +V~-V로 변화하게 되면 3배 이상의 과전압이 생기게 된다. 그림 8에 아주 짧은 구간의 펄스가 입력될 경우(double pulsing, 그림 8(a)) 및 선간전압의극성이 바뀔 때(polarity reversal, 그림 8(b))의 3배의 전압이 인가되는 상황을 보였다. 그림에서 전동기 입력단에서의 반사계수 load는1, 인버터 출력단에서의 반사계수 inv는 -1로 가정하였고 편의상 선로 내에서의 감쇠는 없는 것으로 가정하였다.



(a) 짧은 구간의 펄스가 생길 경우



(b) 선간전압의 극성이 바뀔 경우

그림 8 3배 크기의 과전압이 인가될 경우

실선은 현재 케이블 및 전동기 입력단의 전압을 나타내며 검게 칠하여진 부분은 반사된 전압을 나타낸다. Double pulsing의 스위칭 소자의 빠른 on/off시 과전압이 충분히 감

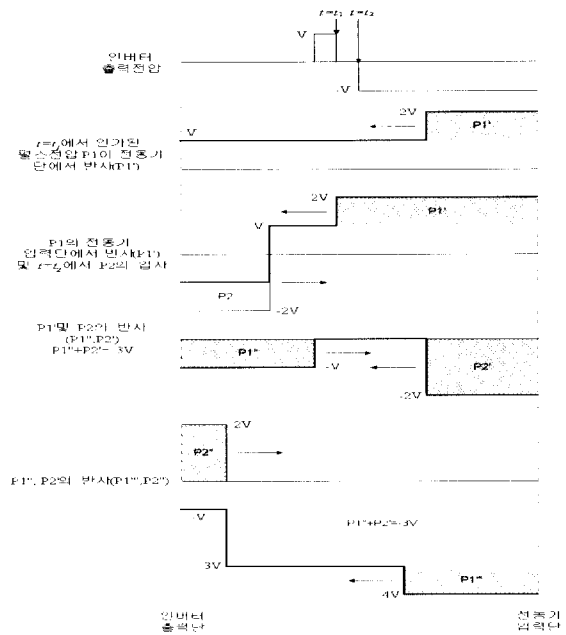


그림 9 4배 크기의 과전압이 인가될 경우

쇠되지 못할 경우 발생하는 것으로 스위칭 주파수, 변조(modulation) 기법, 케이블의 감쇠등에 의해 영향을 받게 된다. Double pulsing이 발생하는 주파수는 고정된 직류링크 전압에 대해서는 스위칭 주파수를 높일 경우 낮아지게 되고 고정된 스위칭 주파수에 대해서는 직류링크 전압을 높일 경우 double pulsing이 발생하는 주파수가 낮아지게 된다. Polarity reversal의 경우는 인버터 출력 선간전압이 2V의 크기로 변하는 경우는 2상 변조나 과변조(over-modulation)시 한 상의 스위치 소자 ON(과변조 영역으로 들어감)와 다른 상의 스위칭 소자의 OFF(과변조 영역에서 빠져나옴)가 동시에 발생할 경우에 발생하게 된다. 따라서 PWM 수행시 이러한 조건이 발생하지 않도록 제거할 필요가 있다. 그림 9에는 double pulsing과 polarity reversal이 결합된 경우를 보였다. 이 경우는 전동기 입력단에서의 과전압이 입력전압의 4배까지 상승함을 알 수 있다. 그림 8과 마찬가지로 전동기 입력단에서의 반사계수 load는 1, 인버터 출력단에서의 반사계수 inv는 -1로 가정하였고 편의상 선로 내에서의 감쇠는 없는 것으로 가정하였다. 실선은 현재 케이블 및 전동기 입력단의 전압을 나타내며 검게 칠하여진 부분은 반사된 전압을 나타낸다.

2.4 과전압이 전동기에 미치는 영향

반사현상에 의해 인버터로 구동되는 전동기 입력단에 입력전압의 최대 2배까지 전압이 인가될 수 있다. 그러나 스

위칭 조건 등에 따라 2배 이상 3~4배의 전압까지 과전압이 걸리는 수도 있다. 전동기 입력전압은 전압 상승시간에 따라 전동기 권선 내에서의 분포가 달라지는 것으로 알려져 있다. 60Hz 전원전압 인가시 및 전압상승이 느린 경우 (5~10us)는 입력전압이 권선 간에 고르게 분포되어지는데 반해 전압 상승이 빠른 경우(0.5us이하)는 약 85% 정도가 고정자 권선의 첫번째 코일에 인가되어지는 것으로 알려져 있다. 전압상승률이 큰 전압이 높은 스위칭 주파수로 전원 주파수에 비해 수백배 높은 빈도로 전동기 권선에 반복적으로 인가되어져 전압 스트레스의 축적에 의한 전동기 절연 파괴의 원인이 되고 있다. 현재 전동기 파손의 37% 정도가 고정자 권선의 절연파괴에 기인한다는 통계가 보고되고 있으며 전동기 절연파괴는 전압반사에 의한 과전압의 크기가 전동기 절연내력을 넘을 수 있는 480V~660V 시스템 및 전동기와 인버터간의 배선의 길이가 40m 이상인 경우에서 주로 발견되고 있다. 일반적으로 사용되는 절연파괴에 의한 전동기 파손이 발생하는 경우 대다수 첫번째 권선에서의 phase-to-phase 단락 내지 phase-to-ground 단락이 발견된다고 보고되어지고 있다.

2.4.1 과전압 관련 전동기 규격

현재NEMA(National Electrical Manufacturers Association) standard MG-I 에서 규정하고 있는 인버터 구동용 및 일반 전동기 제작시 적용되는 전압규정은 표 2와 같다.

표 2 NEMA standard MG-I 에서 규정하고 있는 전동기 입력전압 기준

적용지점	대상전동기	관련규격
NEMA MG1 part-30	Constant speed motors used on sinusoidal bus and General Purpose	a) motors rated 600V or less V _{peak} 1000V Rise time2us:
	Motors used with variable-frequency controls (NEMA type A/B motor)	b) motors rated greater than 600V V _{peak} 2.5 p.u Rise time1us
NEMA MG1 part-31	Definite purpose Inverter-fed motor	a) motors rated 600V or less V _{peak} 1600V Rise time0.1us: b) motors rated greater than 600V V _{peak} 2.5 p.u Rise time0.1us c) where 1p.u=2VLL/3

2.4.2 과전압에 의한 전동기 절연파괴

① 과전압에 의한 전동기 절연열화

전동기의 절연물은 일반적으로는 열, 진동, 습기, 오염등에 의해 경년열화가 진행된다. 이들의 요인이외에 전동기를 고속 스위칭을 하는 인버터로 운전시킬 때 인버터와 전동기간의 배선이 긴 경우에 전동기의 절연내력을 초과하는 서지전압이 걸려 소손에 이르는 경우가 있다.

전동기의 권선에 어떤 전압이상의 높은 전압이 인가되어진다면 절연물을 사이에 두고 접합된 고전압부와 저전압부간에 존재하는 미소공간에 코로나(corona) 방전이 발생한다. 이 코로나 방전은 전계가 집중된 곳에서 발생해 마이크로 서지에 의한 절연의 열화가 일반적으로 문제로 되는 것은 권선과 권선 사이의 미소공간에서 발생하는 외부 코로나(그림 10(a)), 절연물 내부의 보이드(void, 잔류기포) 등의 미소공간에서 내부 코로나(그림 10(b))가 있다. 이들의 코로나 방전이 발생한다면 표 3과 같이 절연재료의 침식과 열화가 진행하여 소손에 이르게 된다.

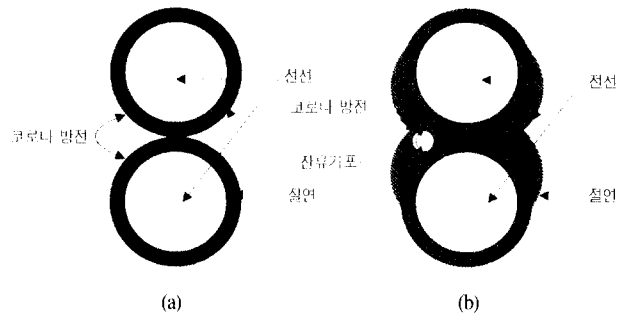


그림 10 전동기 권선 내에서일어나는 코로나의 종류

표 3 열화(劣化)의 프로세스

1. 침식
 - (1) 코로나 방전분에서 이온이 방출해서 전계중에서 가속되어져 절연재료의 분자구조와 충돌하여 변질, 붕괴시킨다.
 - (2) 코로나 방전이 일어난 절연물의 표면의 미소부분의 온도가 상승하여 화학분해내지 열적용해(溶解)가 발생한다.
 - (3) 코로나 방전예의해 O, O3, NO, NO3가 발생해 절연 불충의 유기화합물과 반응하여 변질시킨다.
2. 열화 침식되어진 부분이 발전해서 국부파괴가 일어나 이것이 발전해 나뭇가지(樹枝狀)으로 파괴되고 이것이 커져서 전체적인 파괴에 이른다.

② 코로나 방전의 발생과 절연수명

코로나 방전은 코로나 개시전압이상의 서지전압이 인가되어진다면 발생해 저항의 절연열화가 진행된다(이 코로나 개시전압은 고전압 부와 저전압부의 형상, 거리, 절연재료의 두께, 정전용량, 미소공간의 크기, 인가전압의 형상(전압상승의 빠르기 등)에 따라 다르다). 그러나 코로나 개시전압 이하의 서지전압에서라면 코로나 방전은 발생하지 않기 때문에 절연열화는 진행되지 않는다.

그림 11은 서지전압의 크기와 절연물의 수명(서지전압의 인가횟수)의 관계를 도시한 것이다. 전압이 높을수록 수명이 짧아지고 전압이 낮을수록 수명이 길어진다.(그림 11의 (1)). 또 코로나 개시전압 V_c 이하에서는 코로나 방전이 발생하기 어렵기 때문에 거의 수평선의 수명특성이 된다(그림 11의 (2)). 이 범위에서는 코로나 방전에 의한 열화는 일어나기 어려운 상태이다(단 열, 진동, 습기, 오염등에 의한 열화를 제외한 경우).

그림 11의 (1)과 (2)의 굴절점은 기존의 데이터에서는 통상 인가횟수가 108~109 회 정도이기 때문에 서지전압의 인가횟수가 이미 이것 이상에 도달한 전동기는 일반적으로 추후에도 코로나 방전에 의한 절연열화는 발생하지 않을 것이라고 예측할 수 있다(109의 인가횟수는 표 3의 계산에 의하면 캐리어주파수 1kHz, 1일의 운전시간을 10시간이라고 한다면 약 3개월 정도의 운전시간으로 볼 수 있다).

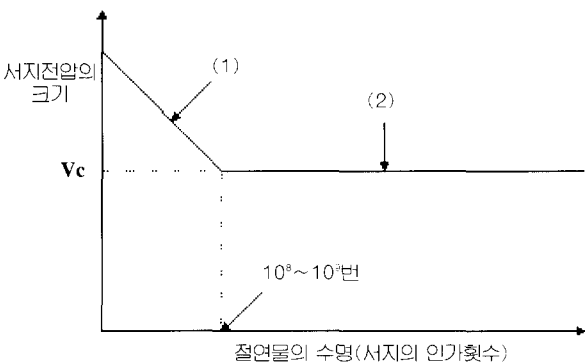


그림 11 서지전압의 크기와 전동기 절연의 수명과의 관계 (단 열, 진동, 습기, 오염등에 의한 열화는 고려되어지지 않았음)

표 4 전동기 수명(서지전압 인가횟수)의 산출

1103	3.6103	10	102	=	3.6109
(캐리어주파수)	(sec/hr)	(hr/day)	(day)		(필스 숫자)

상기 식을 기준으로 하면 109번은 통상 수개월의 운전으로 보는 것이 가능하다.

3. 마이크로 서지 대책 및 제품에

인버터를 이용한 전동기 구동시 마이크로 서지에 의한 문제점

- 1) 절연파괴 발생
- 2) Micro Surge 전압 발생 (전동기 수명 단축 및 소손 발생 요인)
- 3) 전동기 누설전류 발생
- 4) NOISE 발생
- 5) EMI 노출 (Radio Frequency등 전자파 장애 발생)
- 6) 동일 전원 계통의 기기에 영향 발생

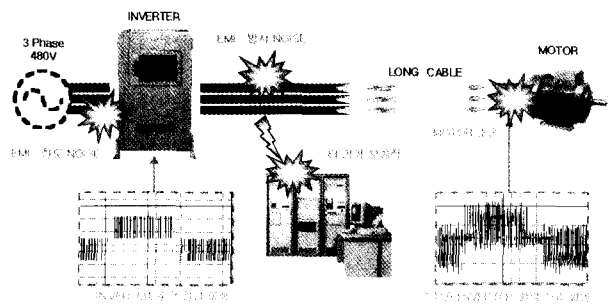


그림 12

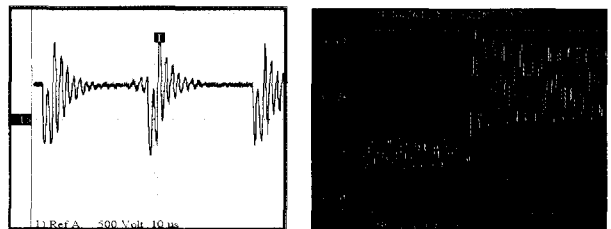


그림 13

그림 12는 인버터 적용시 반사파에 의한 전동기 입력단 dv/dt 및 고주파 노이즈에 발생에 의한 영향을 표시하였다.

그림 13은 인버터 구동시 실제 전동기 전압 계측 파형(line 길이 20m) 과 simulation 결과(line 길이 100m) 인 경우의 결과 파형이다.

dv/dt 억제용 (주)인텍에프에이의 인버터 출력 필터를 적용한 경우

- 1) 절연파괴 억제
- 2) Micro Surge 전압 억제
- 3) 전동기 누설전류 억제

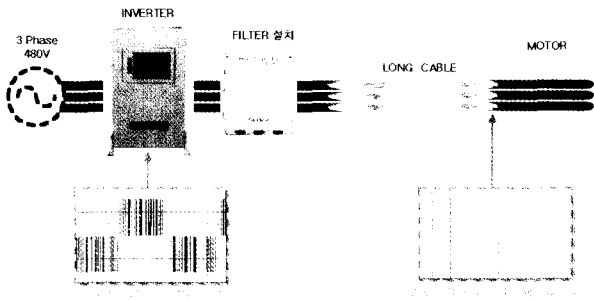
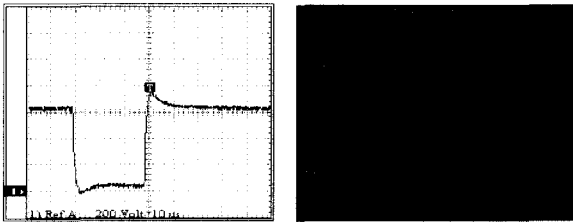


그림 14



실제 전동기 입력 파형(20m)
(filter 적용후)

simulation(100m)
(Filter 적용후)

그림 15

- 4) NOISE 감소
- 5) EMI 장애 감소

그림 14는 인버터 출력용 dv/dt Filter를 사용하는 경우 인버터 출력 파형 및 전동기 입력 전압 파형을 보여 주고 있다. 그림 15는 인버터 출력 dv/dt Filter를 사용하는 경우 전동기 입력 전압 및 simulation 이다.

그림에서 보는 바와 같이 전동기 입력 파형이 필터를 사용하지 않았을 때에 비하여 현저하게 양호한 파형을 얻을 수 있으며 전동기의 마이크로 서지 전압에 의한 문제점을 개선한다.

제품 예

	Part Number	Cable Length	LINE AMPs	REACTOR	Carrier Frequency	Watts Loss	Dimensions (mm.)		
							Height	Width	Depth
A	MSF 480-005	100m	5A	0.5-1%	4	50	208	110	104
	MSF 480-006	100m	8A	0.5-1%	4	50	208	110	104
B	MSF 480-018	100m	18A	0.5-1%	6	119	343	230	149
	MSF 480-030	100m	30A	0.5-1%	6	119	343	230	149
	MSF 480-050	100m	50A	0.5-1%	6	119	343	230	149
	MSF 480-080	100m	80A	0.5-1%	6	119	343	230	149
C	MSF 480-130	100m	130A	0.5-1%	5	199	455	400	216
	MSF 480-170	100m	170A	0.5-1%	5	199	455	400	216
	MSF 480-250	100m	250A	0.5-1%	5	199	455	400	216
	MSF 480-340	100m	340A	0.5-1%	5	199	455	400	216
D	MSF 480-450	100m	450A	0.5-1%	4	296	448	468	181
	MSF 480-750	100m	750A	0.5-1%	4	296	448	468	181



MSF Filter(A) MSF Filter(B) MSF Filter(C) MSF Filter(D)

4. 결 론

앞절에서 인버터 구동시 마이크로 서지 발생 의 이론적인 배경 및 발생 원인 등을 고찰하였다. 근년 인버터의 주회로 소자를 IGBT 이용하면서부터 빠른 스위칭 소자의(이전 Model 의 10배 정도의 빠르기)특성에 의한 인버터 출력 전압의 dv/dt 의 크기가 전동기 입력단 서지 전압을 상승 시켜서 전동기의 절연 파괴 및 누설전류 증가, 축전압 증가에 의한 전동기 축전류 증가 등에 의한 인버터 운영상의 문제를 야기하고 있다.

국내에도 IGBT 소자를 이용한 인버터의 응용이 90년도 중반부터 본격적으로 적용되고 있다.

초기에 IGBT TYPE 인버터의 적용 시 가장 많은 사용자의 불만이 인버터 운전시 노이즈에 의한 시스템의 오동작 이었다. 이것은 dv/dt 의 증가에 따른 누설 전류 증가 등이 커다란 원인이 되었다. 그러나 최근에는 인버터 구동 시스템의 전동기 소손에 따른 문제점이 많이 보고되어 사용자의 관심이 높아지고 있는 실정이다.

인버터를 구성하는 소자의 발전 방향이 빠른 스위칭 속도 및 저 손실을 추구하기 때문에 발생하는 마이크로 서지의 문제는 산업설비의 커다란 비용 증가를 초래하는 마이크로 서지에 대한 대책은 필수적이다.

참고 문헌

- [1] A. V. Jouanne, P. N. Enjeti, W. Gray, "Application Issues for PWM Adjustable Speed AC Motor Drives", IEEE Industry Applications Magazine SEP/OCT 1996, pp. 10~18.
- [2] A. V. Jouanne, P. N. Enjeti, Design condisation for an inverter output filter to mitigate the effects of long motor cable leads in ASD applications, IEEE T-IA, vol. IA-33, No. 5, 1997, pp. 1138~1145.
- [3] G. Skibinski, "Design methodology of a cable terminator to reduce reflected voltage on AC motors", IEEE IAS conf. 1996, pp. 153~161.
- [4] R. Kerkman et al, "Interaction of drive modulation

- and cable parameters on AC motor transients”, IEEE IAS conf. 1996, pp. 143~152.
- [5] Erik Persson, “Transient Effect in Applications of PWM Inverters to Induction Motors”, IEEE T-IA, vol. IA-28, No. 5, 1992, pp. 1095~1100.
- [6] R. H Daugherty et al. “Need for Industry Standards for AC Induction Motors Intended for Use with Adjustable-Frequency Controllers”, IEEE T-IA, vol IA-27, No.6, 1991, pp. 1095~1100.
- [7] H. A. Toliyat et al; “Simulation of Voltage Stress on the Inverter-Fed Induction Motor Winding Supplied through Feeder Cable”, IEEE IAS conf . 1997.
- [8] 三菱汎用インバータ テケニカルノート.No. 26 モータのマイクロサージ.
- [9] C. J Melhorn et al, “Transient Effect of PWM ASDs on Standard Squirrel Cage Induction5 Motors”, IEEE IAS conf. 1995, pp. 2689~2695.
- [10] B. Mokrytzki, “Filters for Adjustable Frequency Drives”, IEEE APEC conf. 1994, pp. 542~548.
- [11] 奥山吉彦, 藤井秀樹, “インバータサージの拳動解析”, 富士時報 vol.69 No.11 1996, pp. 598~602.
- [12] 森安正司, 奥山吉彦, ケーブル線路におけるインバータサージの傳搬ついて, 平成7年電氣學會全國大會論文集 845.
- [13] Greenwood, Electrical transients in power systems, chap. 9. John and wiley, 1971.
- [14] A. H. Bonett, Analysis of the Impact of Pulse-Width Modulated Inverter Voltage Waveforms on AC Induction Motors, IEEE T-IA, vol. IA-32, No. 2, 1996, pp. 386~392.
- [15] 김성준, 설승기, “전압형 PWM 인버터에서 높은 전압 상승률 억제를 위한 새로운 필터의 설계”, 석사학위논문, 서울대학교, 1996
- [16] 원충연, 최기수의 ICPE '01, “A switching technique for common mode voltage reduction of 2- level inverter.”
- [17] Choi gi-su, et. al, IEEE PEDS 2001, “Output filter design for conducted EMI reduction of PWM Inverter-fed Induction Motor system.”

〈 저 자 소 개 〉



최기수

1981년 명지대학교 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 졸업(전력전자 전공) 공학석사. 1987년 금성계전 연구소 입사(범용 및 Spindle용 인버터 개발). 1988년 LG산전 중앙연구소로 통합(범용 인버터 개발 0.75KW ~375kW 중앙연구소 인버터 연구팀장). 1999년 8월~현재 (주)인텍에프에이 대표이사.



함년근

1991년 명지대학교 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업, 공학석사. 1993년 동 대학원 전기공학과 박사 과정 수료. 현재 (주)인텍에프에이 전력전자 연구소 주임연구원.



홍찬욱

1991년 서울대학교 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업, 금성산전 연구소 입사. 현재 LG산전 중앙연구소 전력전자 연구팀 선임연구원.