

인버터 운전시 전동기 입력단 서지 전압 발생의 이론적인 고찰

최기수*, 권봉현**, 홍찬욱**

(*인텍에프에이, **LG산전 연구소)

1. 서론

교류 전동기의 가변속 제어에 인버터가 적용되면서 전동기 제어 기술이 비약적인 발전을 하였다. 제어 방법이 Analog 제어 방식에서 Digital 방식으로 전환이 되고 이전에는 적용하기 어려웠던 고급 제어이론을 마이크로프로세서의 발달로 인하여 가능하게 되었다.

최근에는 DSP 응용 기술 및 통신 기능 등을 이용하여 제품의 고급화가 가능하게 되었다.

인버터 주회로 소자는 전자식 리레이에서 최근에는 IGBT를 사용하고 있으며 기술적인 발전 방향이 고속 스위칭, 저손실, Soft recovery 특성 개선 등으로 진행되고 있다.

이중에서 저 손실은 제품의 크기를 저감시키고 10년 전에 비하여 제품의 크기가 10배 이하의 크기로 가능하게 되었다. Soft recovery 특성 개선은 주회로 소자의 스위칭시 노이즈를 저감시키고 제품의 신뢰성을 향상 시키는데 많은 역할을 하였다.

고속 스위칭은 제어회로의 고급화로 인하여 전동기 제어의 있어서 동특성의 향상되고 전동기의 토오크 리플 저감 등의 기여를 하고 있다.

현재 일반화되어 가장 많이 적용되고있는 IGBT 는 PWM 전압형 인버터에 광범위하게 적용되며 1~20kHz 로 운전되고 있다.

그러나 전력용 반도체의 고속 스위칭으로 인하여 전동기의 누설전류 절연 파괴 전자파 장애 및 전동기 축전압에 의한 베어링 전류 등의 증가로 역기능을 유발한다.

최근에 들어 이러한 문제 제기가 증가하고 있으며 최악의 상황은 전동기의 소손까지 이르는 사고로 발전되기 때문에 이로 인한 비용 증가는 심각한 수준에 이를 수 있다고 생각된다.

본 자료에서는 이러한 문제점을 해결하기 위한 근본적인 원인을 보다 심도 있게 파악할 필요성이 있기에 전동기와 인버터의 사이에서 발생하는 반사파의 원인을 고찰하고자 한다.

2. 분포정수회로 및 진행파 이론

고속 스위칭 소자인 IGBT의 적용이 늘어나면서 높은 dv/dt에 의한 전동기단자에서의 과전압에 의한 전동기 절연 파괴, bearing current 및 누설전류에 의한 주변기기 오동작 등이 문제되고 있다. 과전압의 발생은 dv/dt가 큰 전압이 인가되고 전동기와 인버터를 연결하는 케이블의 길이가 길어질 경우 전동기 입력단에서의 임피던스 부정합(mismatching) 때문에 발생하는 전압반사 현상에 기인하며 전압반사 현상을 해석하기 위해서는 케이블 및 전동기의 파라미터를 집중된 형태가 아닌 분포된 형태의 모델링이 필요하다. 분포된 형태의 회로에서는 입력단(인버터 출력)에서 전압펄스가 발생했을 때 종단(전동기 입력단)의 전압이 순간적으로 상승하는 것이 아니라 전압과 전류가 분포회로를 따라 진행하는 것으로 볼 수 있다.

2.1 분포정수 회로

일반적으로 전기회로에서 R, L, C가 한 점에 집중된 하나

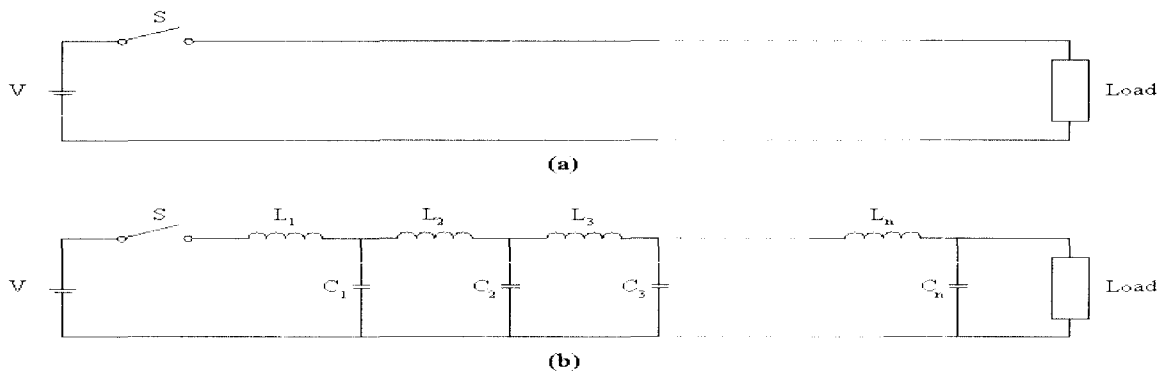


그림 1 (a) 2선의 전송선로 (b) 등가의 집중된 회로로 표현된 2선 전송선로

의 소자로 보는 집중정수 회로로 다루고 있으며 많은 경우 이런 근사가 유효하게 적용된다. 그러나 실제적으로 R, L, C는 분포된 특성을 가지며 전송선로(transmission line)나 통신선로 내지 전동기나 변압기의 권선 내의 특성에 관심을 가질 경우는 분포된 것으로 접근해야만 한다. 이렇게 회로 정수가 선로에 따라 분포되어진 회로를 분포정수회로라 한다. 집중된 회로와 분포된 회로의 차이는 전압, 전류가 진행과(travelling wave)의 특성을 지닌다는 것이다. 예를 들면 그림 1(a)의 2선으로 된 전송선로는 그림 1(b)과 같이 선로에 따라 L-C가 분포된 회로로 생각할 수 있으며 스위치 S를 닫는 경우를 생각해 보면 스위치 S가 닫혀지는 순간 전류는 첫 번째 인덕턴스를 통해 0에서부터 증가하여 첫 번째 커패시턴스를 충전하게 되고 이런 과정이 계속 반복되어지게 된다. 즉, 전압이 입력단에 입사되었을 때 전송선로의 LC블럭을 따라 L의 전류가 상승하고 C의 전압이 상승하는 과정이 반복되어지면서 종단으로 전압(전류)가 전달되며 전압 및 전류가 전송선로를 따라 진행되는 것으로 볼 수 있다.

즉, 전류 및 전압은 유한한 속도를 가지고 유한한 시간이 흐른 뒤에 전달되는 것이다. 따라서 분포된 회로를 다룰 때에는 기존의 회로내의 어느 점에서나 전류가 일정하고 전압이 불연속이 될 수 없다는 개념을 버려야 한다. 즉 집중정수회로에서의 전압, 전류는 시간 내지 주파수만의 함수였는데 분포정수회로에서의 전압, 전류는 시간과 위치의 함수로 주어지게 된다.

2.2 손실이 없는 분포정수 회로에서의 파동 방정식

그림 2와 같이 고르게 회로정수가 분포된 분포정수 회로에서 단위길이에 대한 인덕턴스를 L(henry/m), 커패시턴스를 C(farad/m)라 했을 경우 미소변위 x는 인덕턴스와 커패시턴스를 각각 Lx , Cx 가 될 것이다. 전압과 전류가 시간 x와 위치 t의 함수로 주어지는 분포정수회로는 미소변위에 걸리

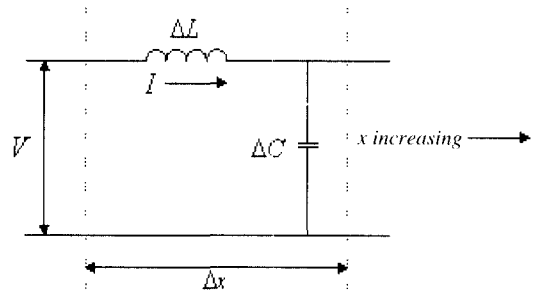


그림 2 미소변위의 전송선로

는 전압은 식 (1)과 같이 주어진다. 단 손실이 없는 전송선로임을 가정했다.

$$-\Delta V = L\Delta x \frac{\partial I}{\partial t} \tag{1}$$

미소변위를 아주 작게 가져간다면 식 (1)은 식 (2)와 같이 주어진다.

$$\frac{\partial V}{\partial x} = -L \frac{\partial I}{\partial t} \tag{2}$$

커패시턴스를 충전하기 위한 전류방정식은 식 (3)과 같이 주어진다.

$$-\Delta I = C\Delta x \frac{\partial V}{\partial t} \tag{3}$$

미소변위를 아주 작게 가져간다면 식 (3)은 식 (4)과 같이 주어진다.

$$\frac{\partial I}{\partial t} = -C \frac{\partial V}{\partial x} \quad (4)$$

식 (2), (4)를 정리하면 식 (5), (6)과 같이 전압 내지 전류에 관한 식을 얻을 수 있다.

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 V}{\partial t^2} \quad (5)$$

$$\frac{\partial^2 I}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 I}{\partial t^2} \quad (6)$$

식 (5), (6)으로 주어진 전송선로에서의 파동방정식을 해를 얻기 위해서 위치 x 를 특정한 위치로 고정시키고 그 시점에서 전압이 시간에 따라 변동하는 것을 관찰해보자. 이를 위해 식 (5)의 방정식을 만족시키는 전압 방정식의 형태를 식 (7)과 같이 가정한다.

$$V = f_1(x + vt) + f_2(x - vt) \quad (7)$$

여기에서 $v = \frac{1}{\sqrt{LC}}$: 전송선 내에서의 파동의 전달 속도

식 (7)의 의미는 전압분포는 시간에 따라 속도 v 로 (-) x 방향으로 진행하는 전압분포 $f_1(x + vt)$ (그림 3 참조)와 같은 속도 v 로 (+) x 방향으로 진행하는 전압분포 $f_2(x - vt)$ 의 합으로 주어진다. 즉 위의 파동방정식을 만족하는 전압은 선로를 따라 속도로 이동하는 전압분포를 형성한다는 것이다.

식 (7)을 식 (2)에 대입하여 전류 해를 구하면 식 (8)과 같이 주어진다.

$$\frac{\partial I}{\partial t} = -\frac{1}{L} \frac{\partial V}{\partial x} = \frac{1}{L} [f_1'(x + vt) + f_2'(x - vt)] \quad (8)$$

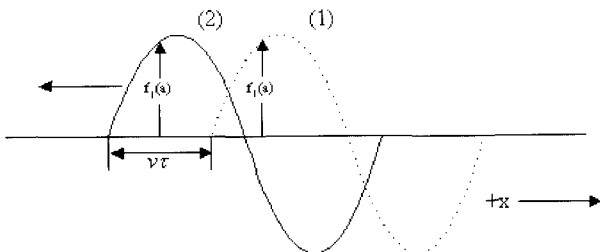


그림 3 함수 $f_1(x + vt)$ 의 시간에 따른 진행
(1) 시간 $t=0$ (2) 시간 $t=$

식 (8)의 양변을 시간에 대해 적분하면 식 (9)가 얻어진다.

$$\begin{aligned} I &= \frac{1}{Lv} [f_1(x + vt) - f_1(x - vt)] \\ &= \sqrt{\frac{C}{L}} [f_1(x + vt) - f_2(x - vt)] \end{aligned} \quad (9)$$

식 (9)에서와 같이 선로 내에서의 전압과 전류사이에는 비례관계가 성립하며 그 비를 식 (10)과 같이 선로의 특성 임피던스(characteristic impedance)를 정의한다. 단 (-) x 방향으로 진행되는 전압분포에 대한 전류분포는 반대의 극성을 가지게 된다.

$$Z \equiv \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (10)$$

식 (9)에서와 같이 선로에서의 손실을 고려하지 않을 경우 전압과 전류 파형은 동일한 파형을 가짐을 알 수 있다. 실제 선로의 경우 손실이 존재하여 파형에 왜곡 및 감쇠가 생기게 된다.

2.3 진행파의 투과(refraction) 및 반사(reflection)

앞절에서와 같이 전송선로에서의 전압과 전류간에는 특성 임피던스 Z 로 주어지는 비례관계가 성립되는데 진행파가 다른 특성 임피던스를 가지는 선로와 연결되어져 특성임피던스가 변하는 불연속 점에 도달하게 되면 불연속점 이후에서도 전압과 전류간의 비례관계를 유지하기 위해 불연속점 도달 이후에 진행파의 변화가 발생하게 된다. 이는 진행파의 투과(refraction) 및 반사(reflection)으로 나타나며 반사 및 투과되어지는 전압 및 전류의 크기는 각각 진행하는 전송선로의 특성 임피던스에 맞도록 조절되는 것이다. 물론 접합부에서 전압과 전류는 연속이며 에너지는 보존되는 특성을 가진다.

그림 4와 같이 특성임피던스 Z_A 의 선로와 Z_B 의 선로가 연결되어졌을 경우 만일 크기 V_1 의 전압이 선로 Z_A 를 통해 Z_B 로 전달된다면 선로 Z_A 를 따라 흐르는 전류는 식 (11)과 같이 주어진다.

$$I_1 = \frac{V_1}{Z_A} \quad (11)$$

두 선로의 접합부에서 반사된 전압을 V_2 , 투과된 전압을 V_3 라 했을 경우 각각의 전류는 식 (12)과 (13)으로 주어진다.

$$I_2 = -\frac{V_2}{Z_A} \quad (12)$$

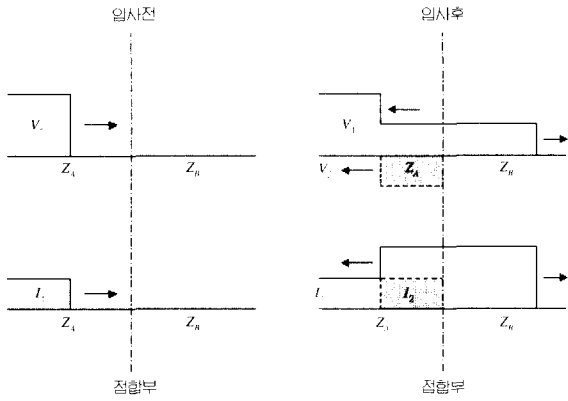


그림 4 임피던스의 접합부에서의 진행파의 반사

$$I_3 = \frac{V_3}{Z_B} \quad (13)$$

I_2 의 경우에는 반대방향으로 진행하기 때문에 (-)의 부호가 붙게 되었다. 전압과 전류는 접합부에서 연속이어야 하므로 식 (14), (15)의 관계가 성립하게 된다.

$$V_1 + V_2 = V_3 \quad (14)$$

$$I_1 + I_2 = I_3 \quad (15)$$

식 (15)에 식 (11)~(13)을 대입하면 식 (16)을 얻을 수 있다.

$$\frac{V_1}{Z_A} - \frac{V_2}{Z_A} = \frac{V_3}{Z_B} \quad (16)$$

식 (14)와 (16)에서 식 (17)과 같이 입사파와 반사파와의 관계를 구할 수 있으며 식 (18)과 같이 입사파와 투과파와의 관계를 구할 수 있다.

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{Z_B - Z_A}{Z_B + Z_A} \quad (17)$$

$$\frac{V_3}{V_1} = \frac{2Z_B}{Z_B + Z_A} \quad (18)$$

입사파와 반사파의 비를 반사계수(reflection coefficient)라 하며 입사파와 투과파의 비를 투과계수(refraction

coefficient or transmission coefficient)라 한다. 반사계수는 두 선로 임피던스의 상대적인 값에 따라 (+), (-) 극성을 가지게 되고 굴절계수의 경우에는 임피던스의 상대적인 비에 따라 0~2의 값을 가지게 된다.

동일한 방법으로 식 (19)와 식 (20)과 같이 전류에 대한 반사계수 및 투과계수를 얻을 수 있다.

$$I_2 = -\frac{Z_B - Z_A}{Z_B + Z_A} I_1 \quad (19)$$

$$I_3 = \frac{2Z_A}{Z_B + Z_A} I_1 \quad (20)$$

임피던스 불연속점에서의 전압 및 전류의 크기에 변화가 있어도 에너지는 보존되는 특성을 지닌다. 불연속점 입사 전에 source측에서는 전송선로에 식 (21)로 주어지는 비율의 에너지를 공급하게 된다.

$$I_1 V_1 = \frac{V_1^2}{Z_A} \quad (21)$$

식 (21)의 에너지를 가진 입사파가 불연속점에 도달하게 되면 반사파와 투과파로 분리되어지게 되는데 반사파와 투과파가 가진 에너지는 식 (22)로 주어지게 되며 식 (22)에서와 같이 결국 입사파의 에너지와 같은 값을 가짐을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} \left[\frac{V_2^2}{Z_A} + \frac{V_3^2}{Z_B} \right] &= V_1^2 \left[\frac{1}{Z_A} \left(\frac{Z_B - Z_A}{Z_B + Z_A} \right)^2 + \frac{1}{Z_A} \left(\frac{2Z_B}{Z_B + Z_A} \right)^2 \right] \\ &= \frac{V_1^2}{Z_A} \left[\left(\frac{Z_B - Z_A}{Z_B + Z_A} \right)^2 + \frac{4Z_B}{(Z_B + Z_A)^2} \right] = \frac{V_1^2}{Z_A} \quad (22) \end{aligned}$$

2.4 종단에서의 진행파의 특성

진행파가 특정 임피던스가 다른 선로와 연결되어지는 것 이외에 특정한 임피던스와 연결되어진 경우에도 임피던스 불연속점에서의 반사 및 투과가 일어나게 되는데 이 경우에는 임피던스의 비와 경계조건을 사용하여 반사계수 및 굴절계수를 구할 수 있다.

2.4.1 선로의 종단에 단락회로가 연결된 경우

단락회로의 특징은 단락된 곳에는 전압강하가 발생할 수 없고 전압이 0이 된다는 것이다. 따라서 반사되는 전압은 입사된 전압을 완전하게 상쇄시켜 투과되는 전압이 0이 되도록 해

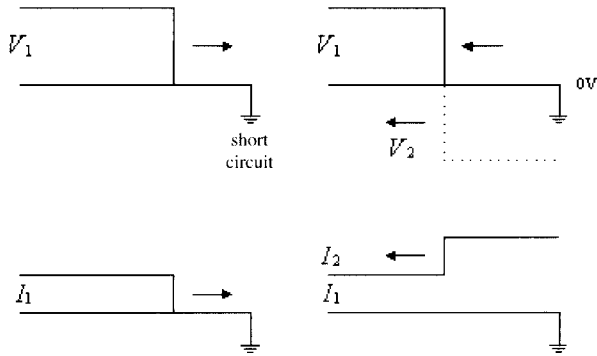


그림 5 개방회로에서의 전압반사 현상

야 한다. 이는 식 (17)의 전압의 반사계수 식에서 $Z_A=0$ 으로 놓으면 반사계수가 1로 주어지는 것으로 알 수 있으며 따라서 입사되는 전압이 V_1 , 전류가 I_1 이라 하면 반사된 전압은 $-V_1$, 전류는 I_1 이 될 것이다. 그림 5에 단락회로에서의 전압반사 현상을 도시했다.

2.4.2 선로의 종단에 개방회로가 연결된 경우

개방회로에서는 전류의 경우는 개방회로에서는 선로의 끝에서의 전류는 0이 된다. 축전류 경계조건에서 +I의 전류가 개방회로로 전달된다면 -I의 전류가 반사되어야 하며 Z_B 가 무한대이므로 식 (17)에서 반사계수는 1이 되어 전압 V 가 입사된 경우 같은 크기의 V 의 전압이 반사된다. 개방회로에서 반사된 전압은 다시 전원부로 되돌려져 반사를 일으키는데 전원 단에서의 특성임피던스가 매우 작다고 하면 식 (17)에서 전원단의 반사계수는 -1이 되어 $-V$ 의 전압이 반사되며 전류는 전압과 동상의 형태를 띄게 되므로 -I의 전류가 반사되어진다. 그림 6에 개방회로의 반사현상을 도시했다.

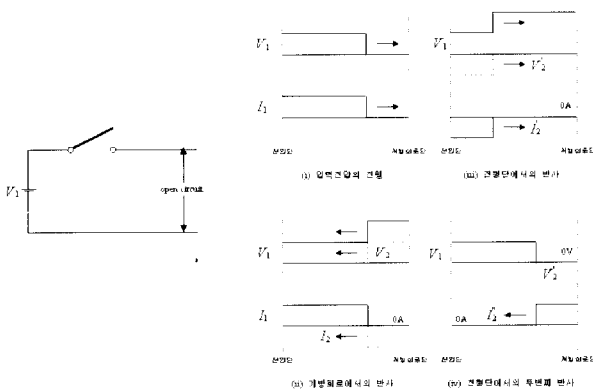


그림 6 개방회로에서의 전압반사 현상

2.4.3 선로의 종단에 커패시터가 연결된 경우

특성임피던스 Z_c 를 가지는 선로의 종단에 커패시터가 연결되어진 경우 식 (10)으로 주어지는 케이블의 특성 임피던스가 주파수에 무관한 저항성분으로 보고 $ZB(s)=1/Cs$ 를 식 (17)에 대입하면 식 (23), (24)와 같이 반사계수 a 및 투과계수 b를 구할 수 있다.

$$a = \frac{1/Cs - Z_c}{1/Cs + Z_c} \tag{23}$$

$$b = \frac{2/Cs}{1/Cs + Z_c} \tag{24}$$

크기 V 의 스텝전압이 선로를 따라 종단으로 인가된다면 입력 전압 $v_1(s)$ 는 V/s 가 되고 반사되어지는 전압 $v_2(s)$ 는 입력 전압 $v_1(s)$ 에 식 (23)의 반사계수 a를 곱하여 식 (25)와 같이 구할 수 있다.

$$v_2(s) = \frac{V}{s} \left[\frac{1/Cs - Z_c}{1/Cs + Z_c} \right] = \frac{V}{s} \left[\frac{1/CZ_c - s}{1/CZ_c + s} \right] \tag{25}$$

선로의 특성임피던스 Z_c 가 저항의 단위를 가지므로 CZ_c 는 시상수의 의미를 가지게되며 특성임피던스 Z_c 를 통해 C 를 충전하는 것으로 생각할 수 있다. CZ_c 를 α 로 정의하고 식 (25)를 부분분수 전개하면 식 (26)을 얻는다.

$$v_2(s) = V \left[\frac{\alpha}{s(s + \alpha)} - \frac{1}{s + \alpha} \right] \tag{26}$$

식 (26)에서 반사파의 시간 축에서의 응답 $v_2(t)$ 를 구할 수 있다.

$$v_2(t) = V(1 - e^{-\alpha t} - e^{-\alpha t}) = V(1 - 2e^{-\alpha t}) \tag{27}$$

따라서 투과전압(종단에서의 전압) $v_3(t)$ 는 입사전압과 반사전압의 합으로 주어지므로 식 (28)과 같이 구할 수 있다.

$$v_3(t) = 2V(1 - e^{-\alpha t}) \tag{28}$$

식 (28)과 같이 종단에서의 전압은 0에서 $2V$ 까지 시상수 ZAC 로 지수적으로 증가하는 특성을 지닌다. 처음 전압이 입사하였을 때에는 커패시터가 단락회로로 작용하여 반사된 전

압이 입사된 전압을 상쇄하는 특성을 보이다가 정상상태에서는 커패시터가 개방회로로 작용하여 전압이 2V까지 상승하는 특성을 보인다.

2.4.4 선로의 종단에 인덕터가 연결된 경우

종단에 인덕터가 연결된 경우에는 전류가 급격하게 변할 수 없다. 입사파가 종단에 도달했을 때에는 개방회로로 보이고 정상상태에서는 단락회로로 보이게 된다. $ZB(s) = Ls$ 를 식 (17)에 대입하면 반사계수 a 및 투과계수 b에 대한 식을 얻을 수 있고 식(29), (30)과 같이 반사전압 v_2 및 투과전압 v_3 에 관한 식을 얻을 수 있다.

$$v_2(s) = \frac{V}{S} \left[\frac{Ls - Z_c}{Ls + Z_c} \right] = \frac{V}{s} \left[\frac{s - Z_c / L}{s + Z_c / L} \right] \quad (29)$$

$$v_3(s) = \frac{V}{S} \left[\frac{2Ls}{Ls + Z_c} \right] = \frac{V}{s} \left[\frac{2s}{s + Z_c / L} \right] \quad (30)$$

시상수를 Z_c/L 로 정의하면 식 (29), (30)을 식 (31), (32)와 같이 부분분수 전개할 수 있다.

$$v_2(s) = V \left[\frac{1}{s + \beta} - \frac{\beta}{s(s + \beta)} \right] \quad (31)$$

$$v_3(s) = V \left[\frac{2}{s + \beta} \right] \quad (32)$$

따라서 반사전압 및 투과전압의 시간축의 응답 $v_2(t)$, $v_3(t)$ 를 식(33), (34)와 같이 구할 수 있다.

$$v_2(t) = -V(1 - 2e^{-\beta t}) \quad (33)$$

$$v_3(t) = 2Ve^{-\beta t} \quad (34)$$

2.5 격자선도(Lattice diagram)

전압반사 및 투과가 발생하는 임피던스 불연속점이 여러 곳에 존재하는 시스템에서 진행파가 입사할 경우 반사된 파형이 중첩되어 임의의 지점의 임의의 시각에서의 전압/전류의 값을 예측하는 것이 복잡해진다. 이 경우 격자선도(lattice diagram)을 사용하여 전압/전류의 크기를 예측할 수 있다. 그림 7에 특성임피던스 Z_1, Z_2, Z_3 의 선로에 진행파가 입사

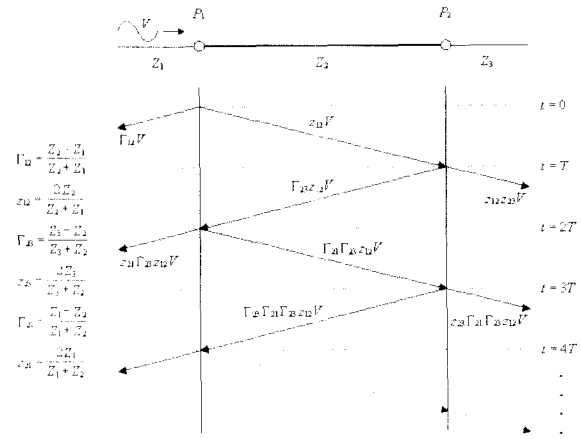


그림 7 임피던스 불연속 점에서의 격자선도의 예

되었을 경우의 격자선도를 보였다. 여기에서 $z12$ 및 12 는 진행파가 Z_1 에서 Z_2 로 입사될 경우의 투과계수 및 반사계수를 뜻한다.

접합점 P2에서의 전압은 식 (35)와 같이 입사된 전압과 반사된 전압의 합으로 주어진다.

$$V_{P2} = z_{12}(1 + \Gamma_{23})Vu(t - T) + (1 + \Gamma_{23})\Gamma_{21}\Gamma_{23}z_{12}Vu(t - 3T) + \dots \quad (35)$$

만일 $12 = -1, 23 = 0.5, z12 = 1$ 이라면 식 (36)과 같이 된다.

$$\begin{aligned} V_{INT} &= (1 + 0.5) \times V(t - T) - (1 + 0.5) \times 0.5 \\ &\times V(t - 3T) + (1 + 0.5) \times 0.5 \times 0.5 \\ &\times V(t - 5T) + \dots \\ &= 1.5V(t - T) - 0.75V(t - 3T) \\ &+ 0.375 \times V(t - 5T) + \dots \end{aligned} \quad (36)$$

3. 결 론

산업용 인버터의 주회로 소자는 1980년대의 SCR부터 현대 소자인 IGBT에 이르기까지 스위칭 속도 및 손실에 이르기까지 비약적인 발전을 거듭해 왔다. 특히 스위칭 속도는 SCR(4usec)에서 IGBT(0.1usec)로 변천되면서 인버터 출력 전압의 dv/dt가 40배 이상으로 커지게 되었다.

이에 따른 누설 전류 증가 전동기 입력 전압의 서지 전압 증가 등이 문제가 되고 있다.

여기에서는 이러한 원인을 파악하고 향후 대책을 수립하는데 있어서 필요한 기본 지식을 소개하고 검토하였다.

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 condiseration 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 Inveter-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について, 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.



권봉현

1984년 한양대학교 전기공학과 졸업. 1984년 금성계전 연구소 입사(범용 및 Spindle용 인버터 개발). 1988년 LG산전 중앙연구소로 통합(범용 및 벡터 인버터 개발, 중앙연구소 인버터 연구팀장). 1998년~1999년 인버터 기술영업팀장. 2000년 ~ 현재 LG산전 중앙연구소 전력전자연구팀장/책임연구원.



홍찬욱

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