

디지털 브리지형 인버터로 구동되는 저역통과 LC 필터를 가진 교류전동기의 전류 및 전력의 파형 개선(I)

정 주 윤* · 박 진 길**

The Current and Power Waveform Improvement of an AC Motor with Low Pass LC Filter Driven by a Digital Bridge Inverter(I)

J. Y. Chung · J. G. Park

Key words : Current waveform(전류파형), Low pass LC filter(저역통과 LC필터) 3Φ Power waveform(3상 전력파형),

Abstract

The characteristics of the current waveforms and 3Φ power waveforms of the variable speed 3Φ AC motor system driven by the single - pulse PWM investigated in this paper. The system is composed of a digital bridge inverter and low pass LC filter.

It is confirmed that current waveforms and 3Φ power waveforms can be improved by utilizing the high order low pass LC filter than that of lower order through computer simulation.

Also, we propose the low pass LC filter revised from the conventional LC filter.

1. 서 론

근래에 와서 고속 스위칭소자(IGBT, GTO, MOSFET, TR, SCR)의 성능 향상과 마이크로프로세서를 이용한 제어기의 개발로 가변속전동기에 대한 제어성 및 신뢰성등이 좋아지고 있다.¹⁻¹³⁾ 이로 인하여 유도전동기의 가변속운전이 용이하게 됨으로써 산업계에 널리 이용되고 있으며, 보다 용이하게 정현파 전압과 전류를 얻기위한 PWM

(Pulse With Modulation) 기술에 대한 연구가 계속되고 있다.¹⁻⁶⁾

일반적으로 널리 사용되는 삼각파 비교 PWM 방식은 제어회로가 비교적 간단하고 주파수변조나 전압변조가 용이하다는 장점은 있으나 고조파(Harmonics)에 의한 전자유도장애(EMI)가 문제가 되고 있다¹⁾. 공간전압벡타 변조법에 의한 PWM 방식은 직류분권전동기에 유사한 토크 특성을 가지고 있으므로 토크와 속도제어가 쉬운 장점은 있

* 정회원, 한국해양대학교 대학원

** 정회원, 한국해양대학교

으나 연산시간이 길므로 이를 극복하기 위하여 DSP 같은 고가의 장비가 필요함으로 상용화 하는데 문제가 있다.²⁾

따라서 본 연구에서는 단펄스(Single - pulse) PWM에 저역통과 LC 필터를 사용하여 보다 단순 하면서 용이하게 구형파전압에 의하여 유사정현과 전류를 얻을 수 있는 방법을 제시한다. 전브리지형 인버터와 저역통과 LC필터를 이용하여 가변 주파수에도 비교적 깨끗한 정현파 전류를 얻기 위하여 이미 알려진 많은 필터들의 특성³⁾을 시뮬레이션에 의한 파형분석을 통하여 교류전원의 파형을 비교분석하고, 3상의 전력파형도 살펴보기로 한다. 또한 기존의 LC필터는 실제로 응용하기엔 여러가지 제약이 따르므로 실제 응용에 보다 용이하게 개정된 필터를 차수별로 제시하고 컴퓨터 시뮬레이션에 의하여 교류전원의 파형과 3상전력파형에 대해서 살펴 본다. 기존의 LC필터는 여러가지가 있으나 여기에서 검토대상이 된 저역통과 LC 필터는 Chebyshev필터와 Bessel필터의 중간 특성을 보이는 Butterworth필터를 택하고 노⁴⁾ 등에 의하여 3차계의 단펄스(Single - pulse) PWM에 대해서는 어느 정도 연구가 진행되었으나, 본 연구에서는 차수를 높여서 9차까지의 필터에 대한 시뮬레이션 결과를 비교분석해 본다.

2. 이론 고찰

LC필터에는 저역통과필터(Low Pass Filter), 고역통과필터(High Pass Filter), 대역통과필터(Band Pass Filter), 대역제거필터(Band Rejection Filter)등이 있으나 여기에서는 브리지 인버터(Bridge Inverter)에서 생기는 구형파의 전압으로부터 필터를 거쳐 정현파의 전류파를 얻기위해서 저역통과 LC필터가 사용되었다. 저역통과 LC필터 구성요소의 수에 따라 2차에서 n차의 파형을 얻을 수 있으나, 본 연구에서는 9차까지 살펴보았다. 아래 그림은 LCR 요소를 이용한 9차계까지의 기준 저역통과필터에 대한 그림이다.

그림 2.1에서 모터 권선에 대해서만 생각하면, Kirchhoff 제 2 법칙으로부터

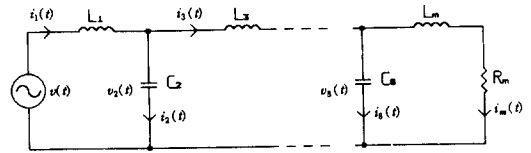


Fig. 2.1 Circuit Configuration of the Low Pass LC Filter.

$$v(t) = L_{m1} \frac{d}{dt} i_{m1}(t) + R_m i_{m1}(t) \quad (2.1)$$

식(2.1)을 라플라스 변환하면

$$V(s) = (SL_{m1} + R_m) I_{m1}(s) \quad (2.2)$$

식(2.2)으로부터 $I_{m1}(s)/V(s)$ 의 관계식을 구할 수 있다.

$$\frac{I_{m1}(s)}{V(s)} = \frac{1.0}{A_{11}S + A_{10}} \quad (2.3)$$

여기서,

$$A_{11} = L_{m1}$$

$$A_{10} = R_m$$

그림 2.1에서 3차계 필터를 사용한 경우에 대해서는 $I_{m3}(s)/V(s)$ 의 관계식이 식(2.4)로 주어진다.¹⁾

$$\frac{I_{m3}(s)}{V(s)} = \frac{1.0}{A_{33}S^3 + A_{32}S^2 + A_{31}S + A_{30}} \quad (2.4)$$

여기서,

$$A_{33} = L_1 C_2 L_{m3}$$

$$A_{32} = L_1 C_2 R_m$$

$$A_{31} = L_1 + L_{m3}$$

$$A_{30} = R_m$$

Fig. 2.1에서 9차계 필터를 사용한 경우에 대해서 생각하면, Kirchhoff 제 1 법칙으로부터

$$\begin{aligned} i_1(t) &= i_2(t) + i_3(t) \\ i_3(t) &= i_4(t) + i_5(t) \\ i_5(t) &= i_6(t) + i_7(t) \\ i_7(t) &= i_8(t) + i_{m9}(t) \end{aligned} \quad (2.5)$$

Kirchhoff 제 2 법칙으로부터

$$\begin{aligned}
 v(t) &= L_1 \frac{d}{dt} i_1(t) + v_2(t) \\
 v_2(t) &= L_3 \frac{d}{dt} i_3(t) + v_4(t) \\
 v_4(t) &= L_5 \frac{d}{dt} i_5(t) + v_6(t) \\
 v_6(t) &= L_7 \frac{d}{dt} i_7(t) + v_8(t)
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

콘덴서 양단의 전압 $v_8(t)$ 는

$$v_8(t) = \frac{1}{C_8} \int i_8(t) dt = L_{m9} \frac{d}{dt} i_{m9}(t) + R_m i_{m9}(t) \tag{2.7}$$

식(2.5) - 식(2.7)으로부터 $I_{m9}(s)/V(s)$ 의 관계식을 구하면 식(2.8)과 같다.

$$\frac{I_{m9}(s)}{V(s)} = \frac{1.0}{F(s)} \tag{2.8}$$

여기서,

$$F(s) = A_{99}S^9 + A_{98}S^8 + A_{97}S^7 + A_{96}S^6 + A_{95}S^5 + A_{94}S^4 + A_{93}S^3 + A_{92}S^2 + A_{91}S + A_{90}$$

$$A_{99} = L_1 C_2 L_3 C_4 L_5 C_6 L_7 C_8 L_{m9}$$

$$A_{98} = L_1 C_2 L_3 C_4 L_5 C_6 L_7 C_8 R_m$$

$$A_{97} = L_1 C_2 L_3 C_4 L_5 C_6 (L_7 + L_{m9}) + (L_1 + L_3) C_4 L_5 C_6 L_7 C_8 L_{m9} + L_1 C_2 C_6 L_7 C_8 L_{m9} (L_3 + L_5) + L_1 C_2 L_3 C_4 C_8 L_{m9} (L_5 + L_7)$$

$$A_{96} = [(L_1 + C_3) C_4 L_5 C_6 L_7 C_8 + L_1 C_2 C_6 L_7 C_8 L_5 C_6 L_7 C_8 (L_3 + L_5) + L_1 C_2 L_3 C_4 C_8 (L_5 + L_7) + L_1 C_2 L_3 C_4 L_5 C_6] R_m$$

$$A_{95} = (L_1 + C_3) C_4 L_{m9} (L_5 C_8 + L_7 C_8 + L_5 C_6) + L_1 C_2 L_{m9} (L_3 C_6 + L_5 C_6 + L_5 C_8 + L_7 C_8) + (L_1 + C_3 + L_5) C_6 L_7 C_8 L_{m9} + L_1 C_2 L_3 L_{m9} (C_4 + C_8) + (L_1 + C_3) C_4 L_5 C_6 L_7 + L_1 C_2 C_6 L_7 (L_3 + L_5) + L_1 C_2 L_3 C_4 (L_5 + L_7)$$

$$A_{94} = [(L_1 + C_3) C_4 (L_5 C_8 + L_7 C_8 + L_5 C_6) + L_1 C_2 (L_3 C_6 + L_5 C_6 + L_5 C_8 + L_7 C_8) + (L_1 + L_3 + L_5) C_6 L_7 C_8 + L_1 C_2 L_3 (C_4 + C_8)] R_m$$

$$A_{93} = (L_1 + L_3 + L_5 + L_7) C_8 L_{m9} + (L_1 + L_3) C_4 L_{m9} + L_1 C_2 L_{m9} + (L_1 + L_3 + L_5) C_6 L_{m9} + (L_1 + L_3) C_4 L_7 + L_1 C_2 L_7 + (L_1 + L_3 + L_5) C_6 L_7 + (L_1 + L_3) C_4 L_5 + L_1 C_2 L_5 + L_1 C_2 L_3$$

$$A_{92} = [(L_1 + L_3 + L_5 + L_7) C_8 + (L_1 + L_3) C_4 + L_1 C_2 + (L_1 + L_3 + L_5) C_6] R_m$$

$$A_{91} = L_1 + L_3 + L_5 + L_7 + L_{m9}$$

$$A_{90} = R_m$$

3. 시뮬레이션 결과 및 파형 분석

Fig. 3.1은 전브리지형 인버터의 개략도이다. IGBT1, IGBT4가 통전할 경우에는 부하의 양단에 정전압인 V_s 의 전압이 흐르며 반주기 후 IGBT3, IGBT2가 통전되면 부하의 양단에 역전압인 $-V_s$ 의 전압이 흐르므로 교류를 얻게 된다. 전류를 차단할 때 발생하는 고전압은 IGBT에 내장되어 있는 순환 다이오드(Wheeling Diode)를 통하여 환원되도록 되어 있다.

Fig. 3.2는 각 IGBT의 통전과 차단시간에 대한 그림이며, IGBT1, IGBT4가 통전되면 양단에 V_s 의 전압이 걸리고 반주기 후 IGBT3, IGBT2가 통전되면 부하의 양단에 그림과 같이 $-V_s$ 의 역전압이 걸린다. 인버터의 점화순서 및 시기는 원칩제어

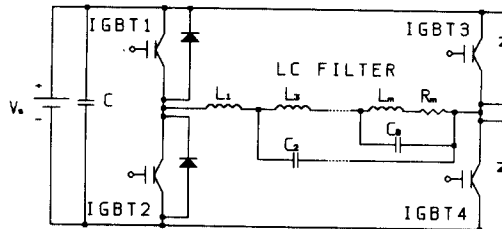


Fig. 3.1 Circuit Diagram of the Full-bridge Inverter with a Low Pass LC Filter

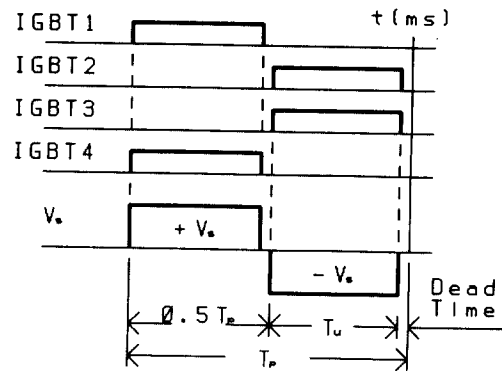


Fig. 3.2 Time Chart of the Single-pulse Triggering Signal for IGBT

기로 적절히 조절함으로써 주파수를 제어함과 동시에 통전시간비를 임의로 변경할 수 있다. 이 때 LC필터에 주어지는 공급전압 $v_f(t)$ 는 식(3.1)과 같이 주어진다.

$$v_f(t) = V_s [u(t-A) - u(t-B) - u(t-C) + u(t+D)] \quad (3.1)$$

식(3.1)을 라플라스 변환하면 식(3.2)와 같이 된다.

$$V_f(s) = \frac{V_s}{S} (e^{-AS} - e^{-BS} - e^{-CS} + e^{-DS}) \quad (3.2)$$

여기에서,

$$A = kT_p$$

$$B = T_p(k + 0.5T_s)$$

$$C = T_p(k + 0.5)$$

$$D = T_p[k + 0.5(1 + T_s)]$$

$$k = 0, 1, 2, 3,$$

단, T_p : 주기, T_s : 전력이용률($2T_u/T_p$)

식(2.3)과 식(3.2)로부터 필터를 사용하지 않은 경우에 모터에 흐르는 전류 $I_{m1}(s)$ 의 전원전압 $V(s)$ 의 관계식을 구하면 식(3.3)과 같다.

$$I_{m1}(s) = \frac{V_s}{S} \frac{1.0}{(A_{11}S + A_{10})} (e^{-AS} - e^{-BS} - e^{-CS} + e^{-DS}) \quad (3.3)$$

(3.3) 식(2.4)와 식(3.2)로부터 3차계 필터에 흐르는 전류 $I_{m3}(s)$ 와 전원전압 $V(s)$ 의 관계식을 구하면 식(3.4)와 같다.

$$I_{m3}(s) = \frac{V_s}{S} \frac{(e^{-AS} - e^{-BS} - e^{-CS} + e^{-DS})}{F_3(s)} \quad (3.4)$$

여기서,

$$F_3(s) = (A_{33}S^3 + A_{32}S^2 + A_{31}S + A_{30})$$

식(2.8)과 식(3.2)으로부터 9차계 필터에 흐르는 전류 $I_{m9}(s)$ 와 전원전압 $V(s)$ 의 관계식을 구하면 식(3.5)와 같다.

$$I_{m9}(s) = \frac{V_s}{S} \frac{1.0}{F(s)} (e^{-AS} - e^{-BS} - e^{-CS} + e^{-DS}) \quad (3.5)$$

식(3.3) - 식(3.5)에서 알 수 있는 바와 같이 전동기에 흐르는 전류 $i_m(t)$ 의 파형에 영향을 가장 많이 미치는 것은 $C_2 - C_8$ 과 $L_1 - L_7$ 등에 의하여 결정되는 특성방정식의 각 파라메타의 값이며 각 필터의 종류에 따라 이 값들이 정해지며 과도특성등도 변한다. 그 다음으로 $i_m(t)$ 의 전류파형에 관계하는 것은 식(3.2)의 A, B, C, D 값들로 주기 T_p 와 전력이용률(T_s)에 의하여 결정되는 값으로 전류의 진폭과 파형에 큰 영향을 미치게 한다. 식(3.3) - 식(3.5)의 해는 컴퓨터로 계산하여 그 특성을 알아보았다. 유도전동기의 가변속구동을 고려하여 $\omega = 503$ [rad/sec] (80Hz)로 LC필터를 설계하고 전동기의 저항은 실험 전동기를 기준하여 $R_m = 25.0$ [Ω]로 하였다. 설계된 LC필터에서 주파수와 전력이용률(T_s)를 변경하였을 때 3상유도전동기의 전류, 전압, 그리고 순시전력파형을 컴퓨터 시뮬레이션으로 비교분석하였다. 모든 컴퓨터 시뮬레이션에서 전원전압 V 는 무차원화한 1[V]의 전압이 주어졌다.

3.1 모터 권선만을 고려한 경우

모터 권선만을 고려한 경우의 저항 $R_m = 25.0$ [Ω], 인덕턴스 $L_{m1} = 49.7359$ [mH]일 때 $I_{m1}(s)$ 의 관계식을 구하면 식(3.6)과 같다.

$$I_{m1}(s) = \frac{V_s}{S} \frac{20.12}{(S + 503.0)} (e^{-AS} - e^{-BS} - e^{-CS} + e^{-DS}) \quad (3.6)$$

식(3.6)을 라플라스 역변환하면 식(3.7)과 같다.

$$i_{m1}(t) = 0.040 [(1 - e^{-503t/A})u(t-A) - (1 - e^{-503t/B})u(t-B) - (1 - e^{-503t/C})u(t-C) + (1 - e^{-503t/D})u(t-D)] \quad (3.7)$$

모터의 양단에 걸리는 교류전압 $v_1(t)$ 를 구하면 식(3.8)과 같다.

$$\begin{aligned} v_1(t) &= L_{m1} \frac{d}{dt} i_{m1}(t) + R_m i_{m1}(t) \\ &= 0.040 [u(t-A) - u(t-B) - u(t-C) + u(t-D)] \end{aligned} \quad (3.8)$$

모터 전력 $P_1(t)$ 는 식(3.9)로 주어진다.

$$P_1(t) = v_1(t)i_{m1}(t) \quad (3.9)$$

$\omega = 503$ [rad/sec]로 설계한 모터 권선만을 고려한 경우에 전브리지 인버터로 구동하였을 때 $i_{m1}(t)$ 의 파형은 주파수와 전력이용율에 따라 달라진다.

Fig. 3.3은 $T_s = 50\%$ 에서 20Hz, 50Hz, 90Hz에

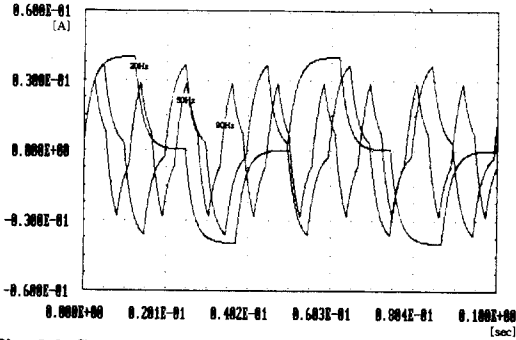


Fig. 3.3 Current Waveforms of the Single-pulse for Motor Winding at $T_s = 50\%$ of 20Hz, 50Hz and 90Hz.

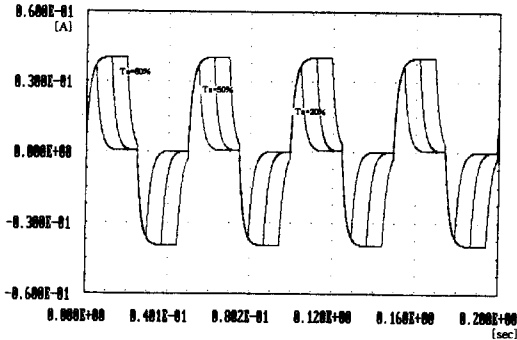


Fig. 3.4a Current Waveforms of the Single-pulse for Motor Winding at 20Hz of $T_s = 50\%$ and $T_s = 80\%$.

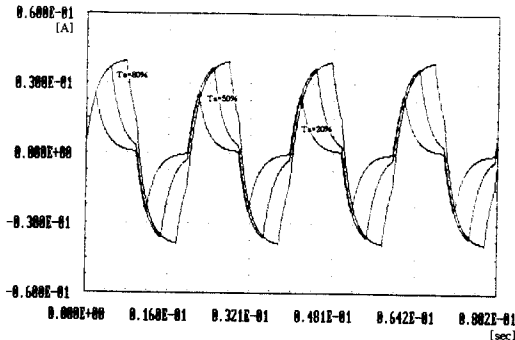


Fig. 3.4b Current Waveforms of the Single-pulse for Motor Winding at 50Hz of $T_s = 20\%$, $T_s = 50\%$ and $T_s = 80\%$.

대한 $i_{m1}(t)$ 의 파형이다. 주파수가 20Hz 부근에서 전형적인 일차계형 파형에, 50Hz 부근에서는 삼각파에, 그리고 90Hz 부근에서는 날카로운 삼각파에 근사한다.

Fig. 3.4는 20Hz, 50Hz에서 $T_s = 20\%$, $T_s = 50\%$, $T_s = 80\%$ 일 때 $i_{m1}(t)$ 의 파형이다. 20Hz에서는 T_s 가 40% 보다 클수록 전형적인 일차계형 파형이 되며 T_s 가 40% 보다 작아지면 삼각파에 가까워 짐을 알 수 있다. 50Hz에서는 T_s 의 크기에 관계없이 $i_{m1}(t)$ 는 둥근 삼각파가 되며 진폭은 T_s 가 클수록 증대됨을 알 수 있다. 교류전류파형은 정현파하고는 거리가 먼 거칠은 파형을 보여주고 있다.

Fig. 3.5는 20Hz와 50Hz에서 $T_s = 20\%$, $T_s = 50\%$, $T_s = 80\%$ 일 때 3상전력 $P_1(t)$ 의 파형이다. 20Hz에서는 T_s 가 40%보다 낮을 경우에는 일차계형 파형의 아주 큰 리플(Ripple)을, T_s 가 40%보다 높을 경우에는 이중 삼각파형의 아주 큰 리플을 가

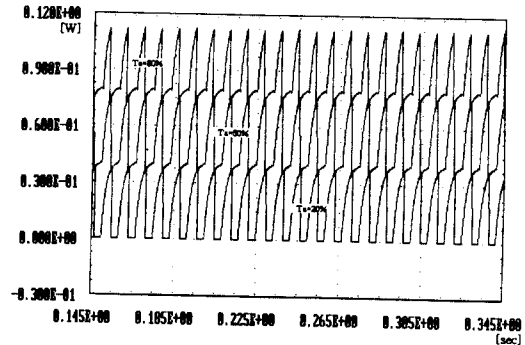


Fig. 3.5a 3Φ Power Waveforms of the Single-pulse for Motor Winding at 20Hz of $T_s = 20\%$, $T_s = 50\%$ and $T_s = 80\%$.

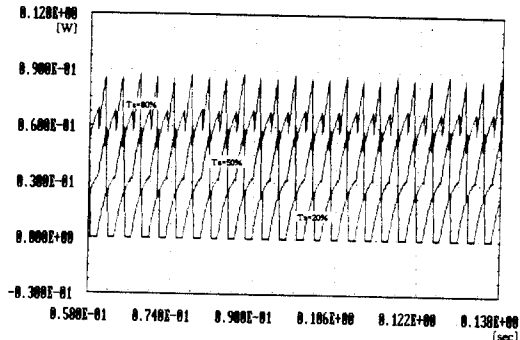


Fig. 3.5b 3Φ Power Waveforms of the Single-pulse for Motor Winding at 50Hz of $T_s = 20\%$, $T_s = 50\%$ and $T_s = 80\%$.

진다. 50Hz에서는 T_s 가 30%보다 낮을 경우에는 일차차계형 파형의 아주 큰 리플을 가지고, T_s 가 30%에서 60%사이에는 이중 삼각파형의 큰 리플을 가지며, 그리고 T_s 가 60%보다 큰 경우에는 중간에 리플이 있는 이중 삼각파형의 큰 리플을 가진다. 3상전력파형은 리플의 변동이 심해서 아주 불안정한 모습을 보여주고 있다.

Fig. 3.1의 전브리형 인버터는 단상교류전동기의 경우이고 Δ 결선을 한 3상교류전동기의 경우는 3개의 전브리지형 인버터가 필요하다. 결선에서 u, v, w상의 Δ 결선을 각각 분리하여 독립적인 단상이 마치 3상의 결선을 이루도록 결선하였다. Fig. 3.1에서 3상의 경우에는 회전자계가 6단계에 걸쳐 1주기 회전하기 때문에 6단계 PWM인버터라 한다. 따라서 Fig. 3.5는 6단계 PWM인버터를 거쳐 공급전압 1[V]일 때 사용되는 3상전력을 나타내고 있다.

모터 권선만 있는 경우의 전류파형인 Fig. 3.3과 Fig. 3.4에서 알 수 있는 바와같이 전류가 급변하여 전자유도장애(EMI)가 매우 심하다. 3상전력파형인 Fig. 3.5는 전력파형의 변동이 매우 심하므로 토오크의 변동도 매우 심해서 전동기를 구동하는데 문제점이 많다. 따라서 이러한 제반 문제점을 본 연구에서는 저역통과 LC필터를 사용해서 해결하고자 한다.

3.2 3차계 필터를 사용한 경우

3차계 기준 Butterworth 필터에서 $R_m=25.0$ [Ω], $L_1=74.6039$ [mH], $C_2=106.0768$ [μ F], $L_{m3}=24.8679$ [mH]일 때 대역폭이 503 [rad/sec]인 저역통과 LC필터를 얻는다. 위의 파라메타를 식(3.4)에 대입하여 $I_{m3}(s)$ 의 관계식을 구하면 식(3.10)과 같다.

$$I_{m3}(s) = \frac{V_s}{S} \frac{5081200(e^{-AS} - e^{-BS} - e^{-CS} + e^{-DS})}{F_3(s)} \quad (3.10)$$

여기서,

$$F_3(s) = S^3 + 1005.310S^2 + 505450.0S + 1.2703 \times 10^7$$

식(3.10)을 라플라스 역변환하면 식(3.11)과 같다.

$$i_{m3}(t) = [0.04 - 0.04e^{-503(t-A)} - 0.0462e^{-251.50(t-A)} \sin 435.598(t-A)]u(t-A) - [0.04 - 0.04e^{-503(t-B)} - 0.0462e^{-251.50(t-B)} \sin 435.598(t-B)]u(t-B) - [0.04 - 0.04e^{-503(t-C)} - 0.0462e^{-251.50(t-C)} \sin 435.598(t-C)]u(t-C) + [0.04 - 0.04e^{-503(t-D)} - 0.0462e^{-251.50(t-D)} \sin 435.598(t-D)]u(t-D) \quad (3.11)$$

모터의 양단에 걸리는 교류전압 $v_2(t)$ 을 구하면 식(3.12)와 같다.

$$v_2(t) = \frac{1}{C_2} \int i_2(t)dt = L_{m3} \frac{d}{dt} i_{m3}(t) + R_m i_{m3}(t) \\ = [0.04 - 0.02e^{-503(t-A)} - 0.04e^{-251.50(t-A)} \cos(435.598(t-A) - 1.0468)]u(t-A) - [0.04 - 0.02e^{-503(t-B)} - 0.04e^{-251.50(t-B)} \cos(435.598(t-B) - 1.0468)]u(t-B) - [0.04 - 0.02e^{-503(t-C)} - 0.04e^{-251.50(t-C)} \cos(435.598(t-C) - 1.0468)]u(t-C) + [0.04 - 0.02e^{-503(t-D)} - 0.04e^{-251.50(t-D)} \cos(435.598(t-D) - 1.0468)]u(t-D) \quad (3.12)$$

3차계의 LC필터를 이용할 때 전력 $P_3(t)$ 는 식(3.13)으로 주어진다.

$$P_3(t) = v_2(t)i_{m3}(t) \quad (3.13)$$

$\omega = 503$ [rad/sec]로 설계한 3차계 Butterworth 필터를 전브리지 인버터에 설치하였을 때 $i_{m3}(t)$ 의 파형은 주파수와 전력이용률에 따라 달라진다.

Fig. 3.6은 $T_s = 50\%$ 에서 20Hz, 50Hz, 90Hz에 대한 $i_{m3}(t)$ 의 파형이다. 주파수가 40Hz 보다 높으

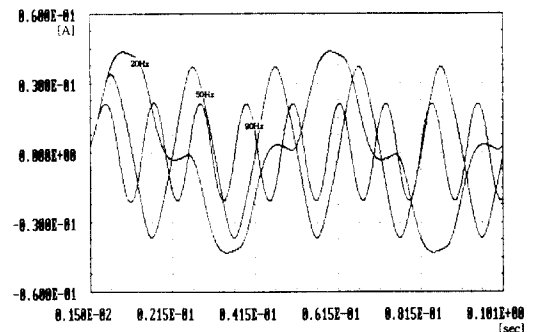


Fig. 3.6 Current Waveforms of the Single pulse for 3rd Order Butterworth's Filter at $T_s = 50\%$ of 20Hz, 50Hz and 90Hz.

면 정현파가 되고 40Hz 보다 낮은 저주파수에서는 약한 리플이 포함된 정현파가 됨을 알 수 있다.

Fig. 3.7은 20Hz, 50Hz에서 $T_s=20\%$, $T_s=50\%$, $T_s=80\%$ 일때 $i_{m3}(t)$ 의 파형이다. 20Hz에서는 T_s 가 클수록 약간의 리플이 포함된 일차형파가 되며 T_s 가 작아지면 영레벨에 리플이 있는 정현파에 가까워 짐을 알 수 있다. 50Hz에서는 T_s 의 크기에 관

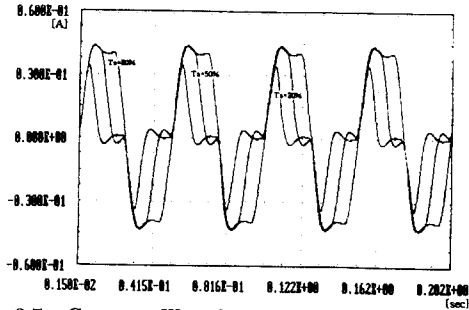


Fig. 3.7a Current Waveforms of the Single - pulse for 3rd Order Butterworth's Filters at 20Hz of $T_s=20\%$, $T_s=50\%$, and $T_s=80\%$..

계없이 $i_{m3}(t)$ 는 정현파에 근사하며 진폭은 T_s 가 클수록 증대됨을 알 수 있다. 모터 권선만 있는 경우의 Fig. 3.3 및 Fig. 3.4과 비교했을 때 LC 필터를 사용한 경우가 교류전원파형이 매우 개선이 되었음을 알 수 있다.

Fig. 3.8a는 20Hz, $T_s=50\%$ 에서의 단상전력 $P_3(t)$, 전류 $i_{m3}(t)$, 그리고 전압 $v_{m3}(t)$ 의 파형이다.

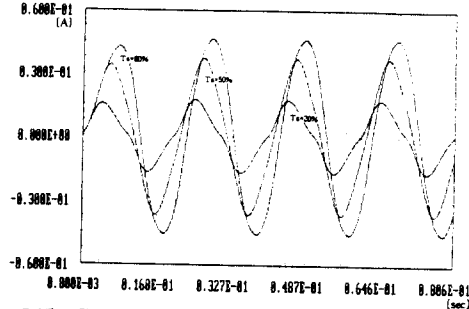


Fig. 3.7b Current Waveforms of the Single - pulse for 3rd Order Butterworth's Filters at 50Hz of $T_s=20\%$, $T_s=50\%$, and $T_s=80\%$..

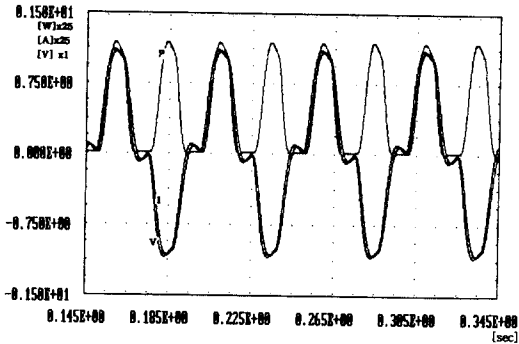


Fig. 3.8a 1 Φ Power, Current, and Voltage Waveform of the Single - pulse for 3rd Order Butterworth's Filters at 20Hz of $T_s=50\%$.

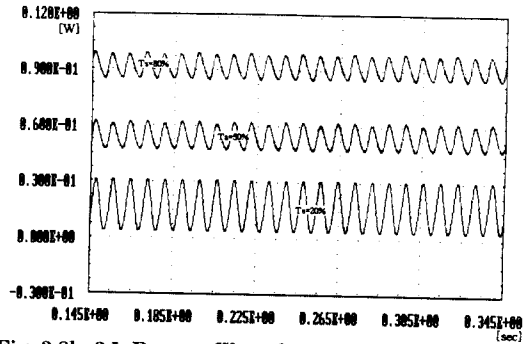


Fig. 3.8b 3 Φ Power Waveforms of the Single - pulse for 3rd Order Butterworth's Filters at 20Hz of $T_s=20\%$, $T_s=50\%$, and $T_s=80\%$.

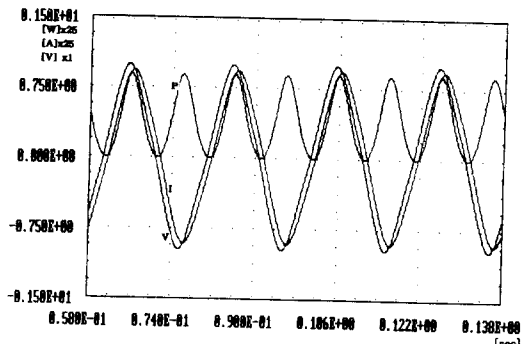


Fig. 3.8c 1 Φ Power, Current, and Voltage Waveform of the Single - pulse for 3rd Order Butterworth's Filters at 50Hz of $T_s=50\%$.

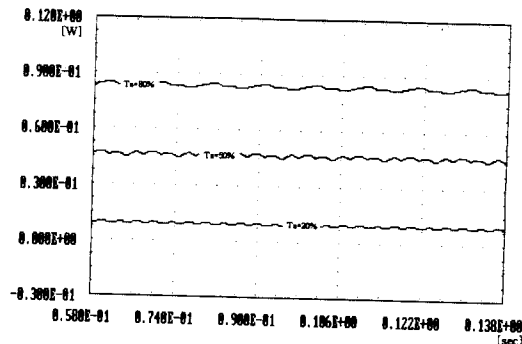


Fig. 3.8d 3 Φ Power Waveforms of the Single - pulse for 3rd Order Butterworth's Filters at 50Hz of $T_s=20\%$, $T_s=50\%$, and $T_s=80\%$.

그림의 진폭을 전압에 조정한 관계로 전류와 전력의 크기는 모터 저항인 25배 만큼 곱하여 표시하였다. 단상전력은 영레벨이 존재하고 약한 리플이 포함된 정현파에 근사하고 전압과 전류의 위상차가 거의 없음을 알 수 있다. Fig. 3.8b는 20Hz에서 $T_s=20\%$, $T_s=50\%$, $T_s=80\%$ 일 때 3상전력 $P(t)$ 의 파형이다. 20Hz에서는 T_s 가 클수록 리플이 감소하여 안정되는 현상을 보이고 있다. Fig. 3.8c는 50Hz, $T_s=50\%$ 에서의 단상전력 $P_3(t)$, 전류 $i_{m3}(t)$, 그리고 전압 $v_{m3}(t)$ 의 파형이다. 20Hz의 Fig. 3.8a와 50Hz의 Fig. 3.8c를 비교하면 Fig. 3.8c에서는 영레벨의 부분이 현저하게 줄었고 리플의 진폭은 감소하면서 정현파로 됨을 알 수 있다. Fig. 3.8d는 50Hz에서 $T_s=20\%$, $T_s=50\%$, $T_s=80\%$ 일 때 3상전력 $P_3(t)$ 의 파형이다. 50Hz에서는 T_s 에 관계없이 리플이 거의 없는 안정된 3상전력파형을 나타내고 있다. 전체적으로 T_s 가 클수록 3상전력파형의 크기는 증대됨을 알 수 있다. 모터 권선만 있는 경우의 Fig. 3.5와 비교했을 때, 3상전력파형은 매우 개선이 되었음을 알 수 있다. 특히 40Hz 이상의 주파수에서는 리플이 거의 없는 안정된 모습을 보여주고 있다.

3.3 9차계 필터를 사용한 경우

9차계 기준 Butterworth 필터에서 $R_m=25.0$ [Ω], $L_1=77.7273$ [mH], $C_2=146.6135$ [μ F], $L_3=88.3907$ [mH], $C_4=12.8931$ [μ F], $L_5=69.8143$ [mH], $C_6=90.7819$ [μ F], $L_7=41.8478$ [mH], $C_8=41.0222$ [μ F], $L_{m9}=8.6342$ [mH]일 때 대역폭이 503 [rad/sec]인 저역통과 LC필터를 얻는다. 위의 파라메타를 식(3.5)에 대입하여 $I_{m9}(s)$ 의 관계식을 구하면 식(3.14)와 같다.

$$I_{m9}(s) = \frac{V(s)}{S} \frac{8.1964 \times 10^{22}}{F_9(s)} (e^{-AS} - e^{-BS} - e^{-CS} + e^{-DS}) \quad (3.14)$$

여기서,

$$F_9(s) = S^9 + 2895.4770S^8 + 4190611.0S^7 + 3.9589 \times 10^9 S^6 + 2.6811 \times 10^{12} S^5 + 1.3477 \times 10^{15} S^4 + 5.0280 \times 10^{17} S^3 + 1.3448 \times 10^{20} S^2 + 2.3476 \times 10^{22} S + 2.0491 \times 10^{24}$$

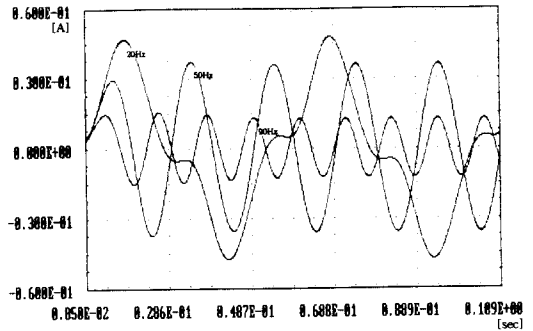


Fig. 3.9 Current Waveforms of the Single - pulse for 9th Order Butterworth's Filter at $T_s=50\%$ of 20Hz, 50Hz and 90Hz.

$\omega=503$ [rad/sec]로 설계한 9차계 Butterworth 필터를 전브리지 인버터에 설치하였을 때 $i_{m9}(t)$ 의 파형은 주파수와 전력이용에 따라 달라진다.

Fig. 3.9는 $T_s=50\%$ 에서 20Hz, 50Hz, 90Hz에 대한 $i_{m9}(t)$ 의 파형이다. 주파수에 관계없이 정현파에 근사하며 주파수가 높을수록 진폭은 감소하는 현상을 보여주고 있다. 3차계 Butterworth 필터와 9차계 Butterworth 필터를 비교하면 20Hz에서는 9차계가 보다 정현파에 근사하며 진폭도 약간 증대했음을 알 수 있다. 그러나 90Hz에서는 진폭이 약간 감소했음을 알 수 있다.

Fig. 3.10은 20Hz, 50Hz에서 $T_s=20\%$, $T_s=50\%$, $T_s=80\%$ 일 때 $i_{m9}(t)$ 의 파형이다. 20Hz에서는 T_s 가 50%보다 크면 약간의 리플이 포함된 일차계 파형이 되며 T_s 가 50%보다 작아지면 리플이 포함된 정현파에 가까워 짐을 알 수 있다. 50Hz에서는 T_s 의 크기에 관계없이 $i_{m9}(t)$ 는 정현파에 근사하며 진폭은 T_s 가 클수록 증대됨을 알 수 있다.

Fig. 3.11는 20Hz, 50Hz에서 $T_s=20\%$, $T_s=50\%$, $T_s=80\%$ 일 때 3상전력 $P_9(t)$ 의 파형이다. 20Hz에서는 T_s 가 클수록 리플이 다소 감소하기는 하지만 리플이 많이 포함된 3상전력파형을 보여주고 있다. 50Hz에서는 T_s 에 관계없이 리플이 거의 없는 안정된 3상전력파형을 나타내고 있다. 전체적으로 T_s 가 클수록 3상전력파형도 크기가 증대됨을 알 수 있다. 20Hz에서 3차계 Butterworth 필터보다 9차계 Butterworth 필터에서 3상전압파형의 리플이 다소 감소하여 보다 안정된 모습을 보여주고 있다. 50Hz에도 3차계 Butterworth 필터

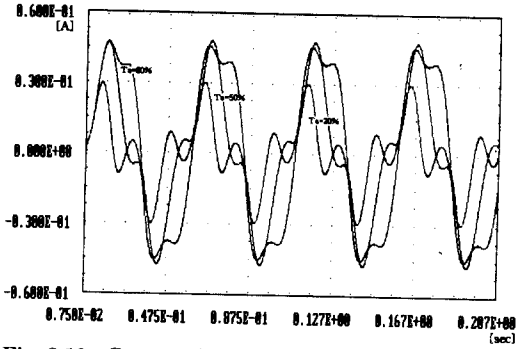


Fig. 3.10a Current Waveforms of the Single - pulse for 9th Order Butterworth's Filters at 20Hz of $T_s=20\%$, $T_s=50\%$, and $T_s=80\%$.

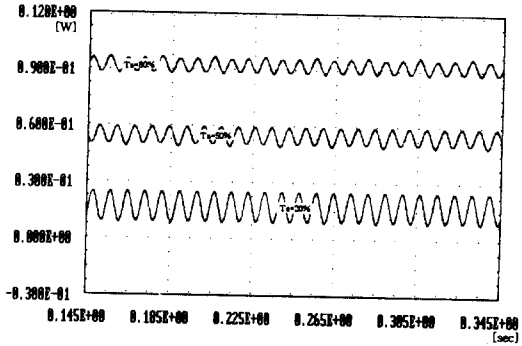


Fig. 3.11a 3 Φ Power Waveforms of the Single - pulse for 9th Order Butterworth's Filters at 20Hz of $T_s=20\%$, $T_s=50\%$, and $T_s=80\%$.

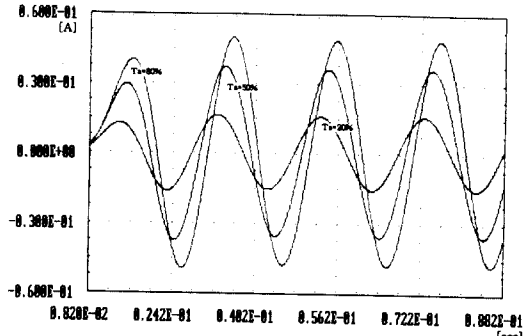


Fig. 3.10b Current Waveforms of the Single - pulse for 9th Order Butterworth's Filters at 50Hz of $T_s=20\%$, $T_s=50\%$, and $T_s=80\%$.

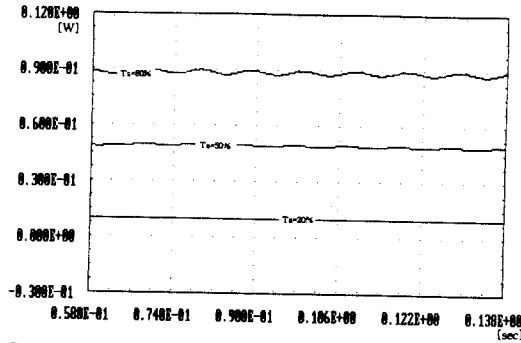


Fig. 3.11b 3 Φ Power Waveforms of the Single - pulse for 9th Order Butterworth's Filters at 50Hz of $T_s=20\%$, $T_s=50\%$, and $T_s=80\%$.

보다 9차계 Butterworth 필터에서 3상전압파형의 진폭이 조금 증가하였고 파형도 보다 안정적인 것을 알 수 있다.

4. 개정된 필터의 시뮬레이션 결과 및 파형분석

4.1 개정된 3차계 필터를 사용한 경우

3차계 LC필터 회로에서 $R_m = 25.0 [\Omega]$, $L_1 = 74.6039 [\text{mH}]$, $C_2 = 127.2921 [\mu\text{F}]$, $L_{r3} = 49.7359 [\text{mH}]$ 일 때 대역폭이 $503 [\text{rad/sec}]$ 인 개정된 저역통과 LC필터를 얻는다. 위의 파라미터를 식(3.4)에 대입하여 $I_{r3}(s)$ 의 관계식을 구하면 식(4.1)과 같다.

$$I_{r3}(s) = \frac{V_s}{S} \frac{2117224.40(e^{-AS} - e^{-BS} - e^{-CS} + e^{-DS})}{F_{r3}(s)} \quad (4.1)$$

여기서,

$$F_{r3}(s) = S^3 + 502.6548S^2 + 263255.30S + 52930610.0$$

$\omega = 503 [\text{rad/sec}]$ 로 설계한 개정된 3차계 필터를 전브리지 인버터에 설치하였을 때 $i_{r3}(t)$ 의 파형은 주파수와 전력이용률에 따라 달라진다.

Fig. 4.1은 $T_s = 50\%$ 에서 20Hz, 50Hz, 90Hz에 대한 $i_{r3}(t)$ 의 파형이다. 주파수에 관계없이 정현파에 근사하며 주파수가 높을수록 진폭이 감소함을 알 수 있다.

Fig. 4.2는 20Hz, 50Hz에서 $T_s = 20\%$, $T_s = 50\%$, $T_s = 80\%$ 일 때 $i_{r3}(t)$ 의 파형이다. 20Hz에서는 T_s 가 50% 보다 클수록 일차계의 파형이 되며 T_s 가 작아지면 리플이 포함된 정현파에 가까워 짐을 알 수 있다. 50Hz에서는 T_s 의 크기에 관계없이 $i_{r3}(t)$ 는 정현파에 근사하며 진폭은 T_s 가 클수록 증대됨을

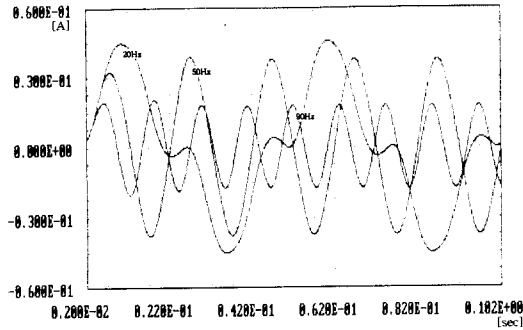


Fig. 4.1 Current Waveforms of the Single pulse for 3rd Order Revised Filter at $T_s=50\%$ of 20Hz and 90Hz.

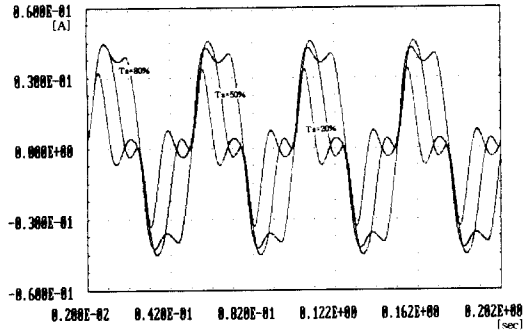


Fig. 4.2a Current Waveforms of the Single pulse for 3rd Order Revised Filters at 20Hz of $T_s=20\%$, $T_s=50\%$, and $T_s=80\%$.

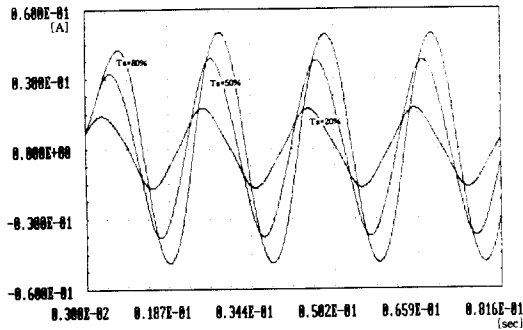


Fig. 4.2b Current Waveforms of the Single pulse for 3rd Order Revised Filters at 50Hz of $T_s=20\%$, $T_s=50\%$, and $T_s=80\%$.

알 수 있다.

Fig. 4.3은 20Hz, 50Hz에서 $T_s=20\%$, $T_s=50\%$, $T_s=80\%$ 일 때 3상전력 $P_{r3}(t)$ 의 파형이다. 20Hz에서는 T_s 가 클수록 안정되게 리플이 감소하는 현상을 보이고 있으며, 50Hz에서는 T_s 에 관계없이 리플이 거의 없는 안정된 3상전력파형을 나타내고

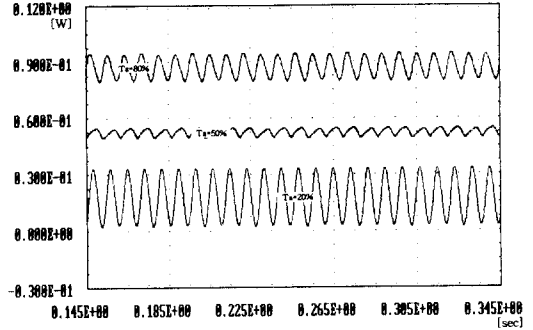


Fig. 4.3a 3Φ Power Waveforms of the Single pulse for 3rd Order Revised Filters at 20Hz of $T_s=20\%$, $T_s=50\%$, and $T_s=80\%$.

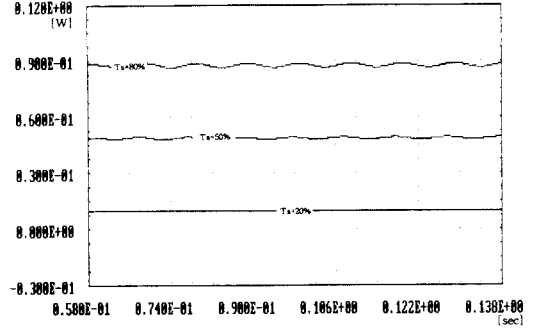


Fig. 4.3b 3Φ Power Waveforms of the Single pulse for 3rd Order Revised Filters at 50Hz of $T_s=20\%$, $T_s=50\%$, and $T_s=80\%$.

있다. 전체적으로 T_s 가 클수록 3상전력파형도 크기가 증대됨을 알 수 있다.

4.2 개정된 9차계 필터를 사용한 경우

9차계 LC필터회로에서 $R_m=25.0[\Omega]$, $L_1=77.7273[\text{mH}]$, $C_2=146.6135[\mu\text{F}]$, $L_3=88.3907[\text{mH}]$, $C_4=12.8931[\mu\text{F}]$, $L_5=69.8143[\text{mH}]$, $C_6=90.7819[\mu\text{F}]$, $L_7=41.8478[\text{mH}]$, $C_8=53.3288[\mu\text{F}]$, $L_{r3}=16.4049[\text{mH}]$ 일 때 대역폭이 503[rad/sec]인 개정된 저역통과 LC필터를 얻는다. 위의 파라메타를 식(3.5)에 대입하여 $I_{r3}(s)$ 의 관계식을 구하면 식(4.2)와 같다.

$$I_{r3}(s) = \frac{V_s}{S} \frac{3.3184 \times 10^{22}}{F_{r3}(s)} (e^{-AS} - e^{-BS} - e^{-CS} + e^{-DS}) \quad (4.2)$$

여기서,

$$F_{r9}(s) = S^9 + 1523.9350S^8 + 2375904.0S^7 + 1.8788 \times 109S^6 + 1.2924 \times 1012S^5 + 6.0246 \times 1014S^4 + 2.2235 \times 1017S^3 + 5.7281 \times 1019S^2 + 9.7624 \times 1021S + 8.2961 \times 1023$$

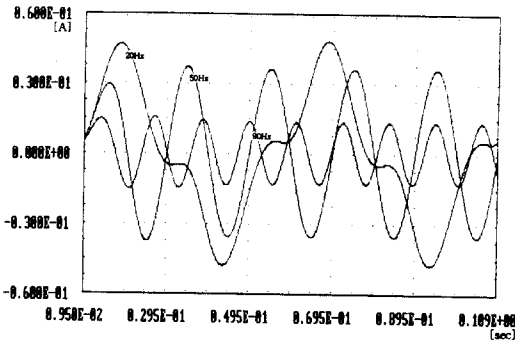


Fig. 4.4 Current Waveforms of the Single - pulse for 9rd Order Revised Filter at $T_s=50\%$ of 20Hz, 50Hz and 90Hz.

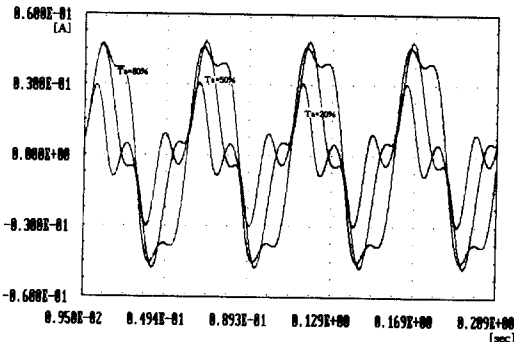


Fig. 4.5a Current Waveforms of the Single - pulse for 9rd Order Revised Filters at 20Hz of $T_s=20\%$, $T_s=50\%$, and $T_s=80\%$.

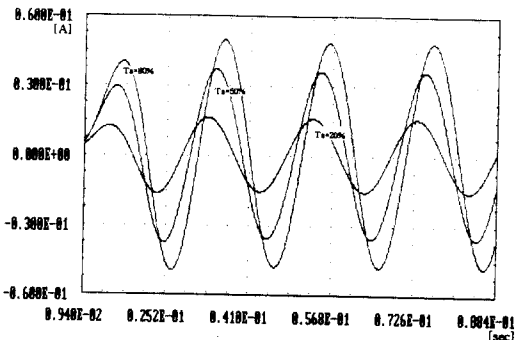


Fig. 4.5b Current Waveforms of the Single - pulse for 9rd Order Revised Filters at 50Hz of $T_s=20\%$, $T_s=50\%$, and $T_s=80\%$.

$\omega=503[\text{rad/sec}]$ 로 설계한 9차계 개정된 필터를 전브리지 인버터에 설치하였을 때 $i_{r9}(t)$ 의 파형은 주파수와 전력이용률에 따라 달라진다.

Fig. 4.4는 $T_s=50\%$ 에서 20Hz, 50Hz, 90Hz에 대한 $i_{r9}(t)$ 의 파형이다. 주파수에 관계없이 정현파에 근사하며 주파수가 높을수록 진폭은 감소하는 현상을 보여주고있다.

Fig. 4.5는 20Hz, 50Hz에서 $T_s=20\%$, $T_s=50\%$, $T_s=80\%$ 일때 $i_{r9}(t)$ 의 파형이다. 20Hz에서는 T_s 가 50%보다 크면 리플이 포함된 일차계의 파형이 되며 T_s 가 50%보다 작아지면 영레벨에 리플이 포함된 정현파가 됨을 알 수 있다. 50Hz에서는 T_s 의 크기에 관계없이 $i_{r9}(t)$ 는 정현파에 근사하며 진폭은 T_s 가 클수록 증대됨을 알 수 있다.

Fig. 4.6는 20Hz, 50Hz에서 $T_s=20\%$, $T_s=50\%$, $T_s=80\%$ 일 때 3상전력 $P_{r9}(t)$ 의 파형이다. 20Hz에서는 T_s 가 클수록 리플이 다소 감소하기는하지만

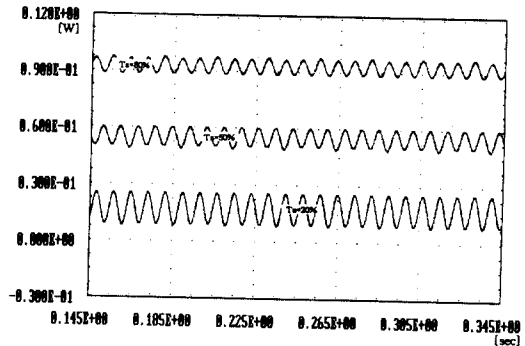


Fig. 4.6a 3Φ Power Waveforms of the Single - pulse for 9rd Order Revised Filters at 20Hz of $T_s=20\%$, $T_s=50\%$, and $T_s=80\%$.

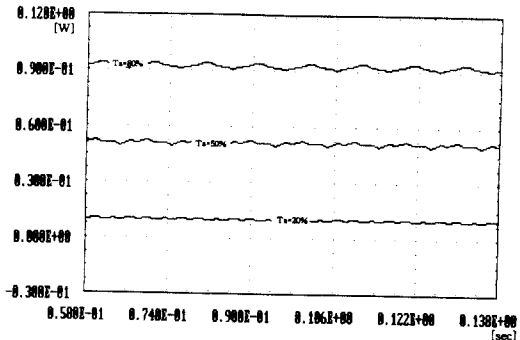


Fig. 4.6b 3Φ Power Waveforms of the Single - pulse for 9rd Order Revised Filters at 50Hz of $T_s=20\%$, $T_s=50\%$, and $T_s=80\%$.

리플이 많이 포함된 3상전력파형을 보여 주고 있다. 50Hz에서는 T_s 에 관계없이 리플이 거의 없는 안정된 3상전력파형을 나타내고 있다. 전체적으로 T_s 가 클수록 3상전력파형의 크기는 증대됨을 알 수 있다.

6. 결 론

전브리지형 인버터로 구동되는 지역통과 LC필터가 부착된 AC 전동기에 구형과의 전압이 번갈아 주어질 때 전동기에 흐르는 전류파형과 전력파형을 컴퓨터 시뮬레이션으로 비교분석하여 다음과 같은 결과를 얻었다.

1. 전브리지형 인버터에 필터를 사용하지 않았을 때는 전류파형이 전형적인 일차계의 파형이었으나, LC필터를 사용하여 부하를 걸 경우 전류파형은 전주파수 영역에서 비교적 양호한 정현파가 되었으며 3상전력파형도 아주 안정이 되었다.

2. 사용된 필터의 차수가 높을수록 저주파수대에서는 교류전류파형이 개선이 되었고 진폭도 약간 크게 되었으나, 주파수가 높아질수록 파형은 정현파에 가깝고 진폭은 약간 감소하였다.

3. 3상전력파형은 사용된 필터의 차수가 높을수록 저주파수대에서는 리플이 다소 감소하여 안정된 파형을, 고주파수대에서는 진폭의 크기가 약간 증가한 파형을 보여 전체적으로 3상전력파형이 개선됨을 알 수 있었다.

4. 차수별로 제시된 개정된 필터는 기존의 필터와 유사한 특성을 나타내었다. 따라서 파라메타 조정을 통하여 실용화하기 쉬운 개정된 필터를 얻을 수 있음을 보여 주었다.

5. 전력이용률(T_s)를 조정하면 전류 및 전력의 크기와 파형을 전주파수 영역에서 조정가능하나 전력이용률이 낮아지면 저주파수대에서 작은 리플이 영레벨에서 나타난다. 개정된 필터를 이용하여 실험에 의한 연구가 더 진행되어야 할 것으로 생각된다.

참고문헌

- 1) 홍순옥, 차재덕, 조규복, "시평균화방법을 이용한 PWM 신호발생에 관한 연구", 대한전기학회 하계 학술대회 논문집, pp. 1088 - 1091, 1992.
- 2) 김준석, 설승기, "공간 전압 벡터 PWM의 새로운 기법", 대한전기학회 논문지, Vol. 44, No. 7, pp. 865 - 874, 1995.
- 3) 설승기, 이동춘, 정영호, "PWM 기법과 교류전류제어기 설계", 서울대학교 전력전자연구실 하계단기강좌, pp. 1 - 41, 1993.
- 4) 노영오, "전브리지 인버터를 이용한 단상유도전동기의 가변속 구동 시스템에 관한 연구", 한국해양대학교 대학원 논문집, 1994.
- 5) 김영철 외4인, "저잡음 PWM 인버터를 위한 최적 패턴에 관한 연구", 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 1063 - 1066, 1992.
- 6) 조본구, 진명철, 이광원, "고조파를 억제하는 가변주파수 정현파 PWM의 실시간 구현", 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 1071 - 1073, 1992.
- 7) 정병진, "6단계 인버터로 구동되는 유도전동기의 속도제어에 관한 연구", 한국해양대학교 대학원 논문집, 1990.
- 8) 杉本英彦 編著, "ACサーボシステムの理論と設計の實際", 綜合電子出版社, 1991.
- 9) P. C. Krause, "Analysis of Electric Machinery", McGraw - Hill.
- 10) P. Vas, "Vector Control of AC Machines", clarendon press oxford, 1990.
- 11) L. Szklarski와 2인, "Electronic Drive Systems Dynamics", Elsevier.
- 12) B. K. Bose, "Power Electronics and AC Drives", Prentice - Hall, 1987.
- 13) J. Holtz and J. O. Krah, "Suppression of Time - Varying Resonances in the Power Supply Line of AC Locomotives by Inverter Control", proceedings '92, 1992. 4.
- 14) A. B. Williams, F. J. Taylor, "Electronic Filter Design Hand - book", McGraw - Hill, 1990.