특 집

인버터의 펄스폭 변조 기법

여 형 기, 유 지 윤
(고려대학교 전기공학과)

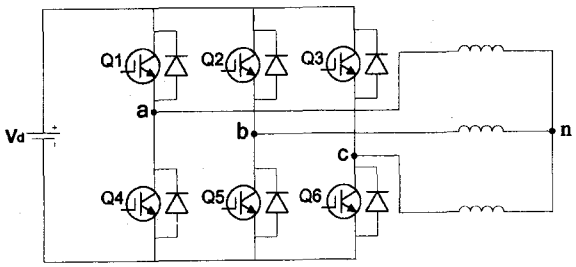
1. 서 론

인버터를 이용하는 목적은 고정된 직류 전원으로부터 원하는 크기와 주파수의 교류 출력을 얻는 것이며, 교류 출력의 주파수를 가변시키는 가장 간단한 변조 방식은 그림1과 같은 구형파 변조(square-wave modulation)이다. 구형파 변조 방식은 출력 교류의 주기 당 스위칭 횟수가 적어 인버터 자체의 손실이 적고, 주파수 제어가 용이하다. 그러나 이 방식은 그림1(d)에서와 같이 저차 고조파가 비교적 크게 나타나기 때문에 출력 전류가 왜곡되고, 이로 인한 부하에서의 손실이 발생하며, 전동기 부하의 경우에는 큰 토크 리플을 유발한다. 이러한 문제점은 인버터에 펄스폭 변조(PWM, pulse-width modulation) 기법을 적용하여 출력을 보다 근사한 정현파로 제어함으로써 개선할 수 있다.

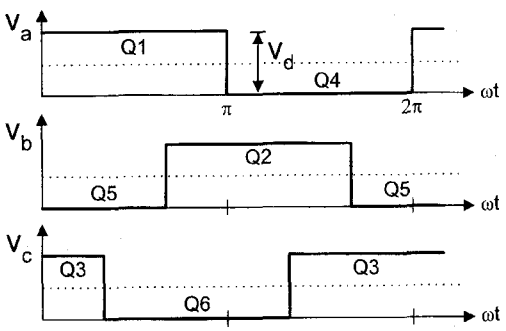
인버터의 PWM 기법은 지난 수십 년간 전력전자 분야의 핵심적 연구대상 중 하나로 자리잡아왔으며, 현재에도 다양한 요구성능에 부합하기 위한 수많은 기법들이 개발되고 있다. 이처럼 다양한 PWM 기법들에 대하여 어떤 기법을 선택할 것인가는 인버터 출력 용량과 가변 주파수 대역, 스위칭 주파수 및 손실, 고조파의 영향 등의 성능뿐만 아니라 인버터의 응용 대상이 되는 부하의 특성에 따라 달라진다[1,2]. 따라서 각종 PWM 기법의 장단점과 성능의 이해는 최적의 시스템 구성에 대한 초석이라 할 수 있다. 본 원고에서는 대표적인 PWM 기법의 원리와 장단점에 대하여 간략히 살펴봄으로써 PWM 기법 선정시의 기초 자료를 제공하고자 한다.

2. Carrier-based PWM[3]

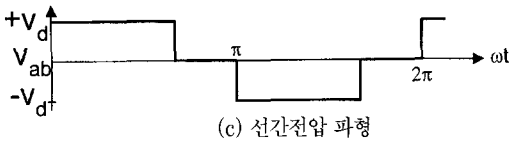
반송파(carrier)를 이용하는 PWM 방식은 기본적인 방식으로 SPWM(sinusoidal PWM)과 MSPWM(Modified



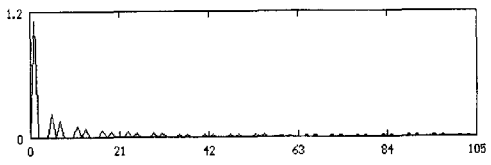
(a) 인버터 등가회로



(b) 구형파 변조시의 단자전압과 스위칭 상태



(c) 선간전압 파형



(d) 하모닉 스펙트럼

그림 1 인버터 등가회로와 구형파 변조

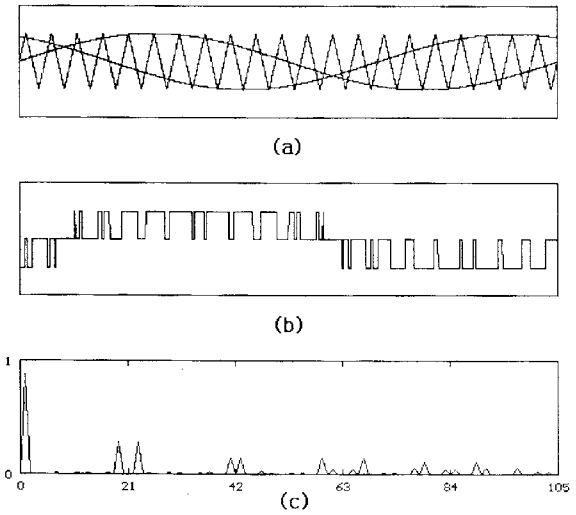


그림 2 SPWM (a) 비교기 입력, (b) 선간 전압, (c) 하모닉 스펙트럼

SPWM), HIPWM(High-frequency Injection PWM) 등이 있다. SPWM은 가장 널리 응용되고 있는 PWM이나 교류이득 G_{ac}(기본파 출력/직류링크 전압)이 작다는 단점이 있다. MSPWM과 HIPWM 기법은 SPWM의 교류이득을 개선하기 위하여 개발되었다.

2.1 SPWM

SPWM은 삼각파 carrier와 비교되는 기준 전압 파형을 sine(또는 cosine) 파형으로 대체하여 펄스폭을 정현적으로 조절하는 방법이다.

캐리어비 p(캐리어주파수/기본파주파수)는 홀수인 3의 배수가 되어야 선간전압에 캐리어 주파수 성분의 고조파가 상쇄된다. 그림2(b)와 (c)는 p가 21이고 변조지수 M(캐리어 크기/기준신호 크기)이 1일 때의 선간전압 및 선간전압의 고조파 성분을 각각 보여주고 있다.

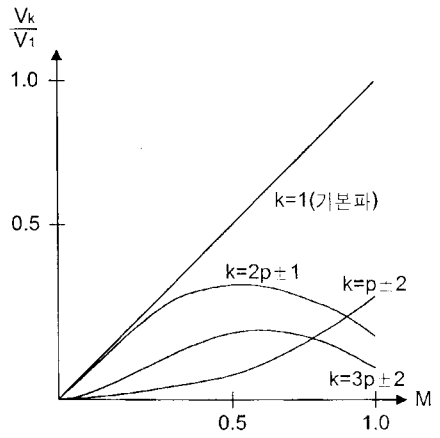


그림 3 SPWM변조 지수에 대한 고조파 성분

캐리어를 사용하는 PWM 방식에 있어서 캐리어비 p는 출력 전압 파형에 큰 영향을 끼치는 고조파의 차수를 결정한다. 그림2에서 나타나는 바와 같이 출력 전압의 고조파 성분은 스위칭 주파수와 그 주파수의 배수 부근에서 발생하며, 일반적으로 고조파 차수는 $k=np\pm m$(n, m은 임의의 정수)으로 나타낼 수 있다. 이때 n, m이 모두 짝수이거나 홀수일 경우는 고조파가 나타나지 않는다. 고조파의 크기는 m의 증가에 따라 급속하게 감소하게 되며, p가 3의 배수이므로 평형 3상 부하에서는 3의 배수 고조파들은 나타나지 않게 된다. 또한 p가 대략 9보다 크게 되면 고조파의 크기는 캐리어비에 의해 거의 영향을 받지 않게 된다. 그림3은 선간전압의 각 주파수 성분이며 기본파에 대한 전압 크기와 변조 지수는 선형 관계를 갖는다. 변조 지수 M의 전 범위에 걸쳐 지배적인 영향을 끼치는 고조파는 $2p\pm1$차이며, $p\pm2$차의 고조파도 상당한 영향을 끼침을 알 수 있다. SPWM의 교류 이득 G_{ac}는 최대 0.866이며, 이보다 큰 이득을 얻으려면 M이 1보다 큰 과변조(overmodulation)를 행해야하나, 과변조 영역에서는 기본파 출력과 M이 비선형이며 구형파 변조에서와 같이 저차 고조파 성분이 커지게 된다.

2.2 Modified SPWM

이 방식은 SPWM의 G_{ac}의 단점인 기본 전압의 크기가 줄어드는 것을 보완하기 위하여 부분적으로 삼각파와 정현 기준파를 비교, 변조하지 않고 스위칭 신호로 내보내는 방식이다. 그림4는 정현 기준파의 각 반주기에서 0°~ 60°와 120°~ 180°만 변조하고 60°~ 120°사이는 변조하지 않은 경우이다. 변조지수가 큰 영역에서 이 기법을 적용하면 G_{ac}를 1.0까지 선형적으로 증가시킬 수 있으며, 스위칭 횟수가 줄어들어 스위칭 손실이 감소되나 하드웨어적인 구현이 어렵고 상전압

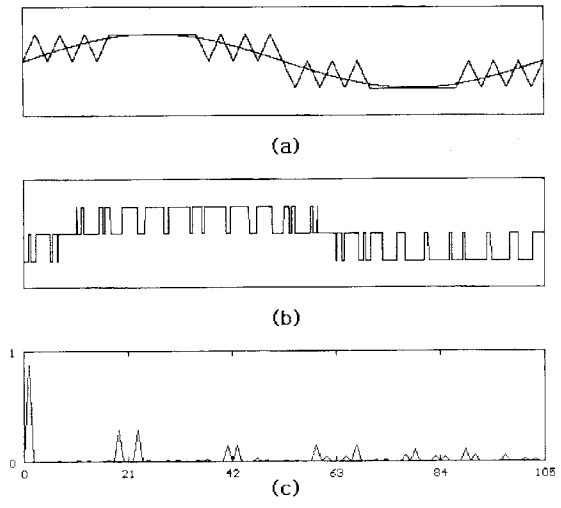


그림 4 MSPWM (a) 비교기 파형, (b) 선간 전압, (c) 하모닉 스펙트럼

에 3차 고조파 성분을 발생하는 단점이 있다.

2.3 고조파 주입 SPWM(Harmonic Injection SPWM)

이 방법은 SPWM의 교류 이득을 증가시키기 위하여 기준 정현파에 의도적으로 기준 주파수의 정수배가 되는 고조파를 주입하여 삼각파 캐리어와 비교하여 스위칭 신호를 만드는 방법이다. 그림5에서는 (1)과 같은 3차와 9차 고조파가 정현 기준파 y에 주입되어진 파형을 나타내고 있다. HIPWM의 하드웨어적인 구현은 MSPWM에 비해 용이하며 스위칭 주파수 부근의 고조파도 작게 나타난다.

$$y = 1.15\sin(wt) + 0.27\sin(3\omega t) - 0.029\sin(9\omega t) \quad (1)$$

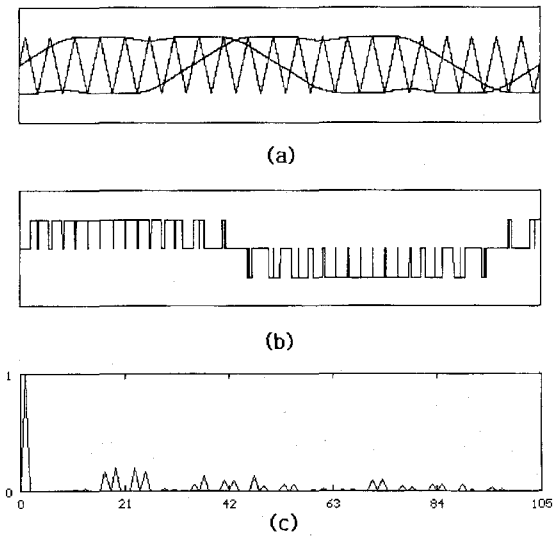


그림 5 HIPWM (a) 비교기 입력, (b) 선간 전압, (c) 하모닉 스펙트럼

3. 공간벡터 변조법(Space Vector Modulation)[4-6]

전압원 인버터(VSI : Voltage Source Inverter)의 회로는 그림6과 같다.

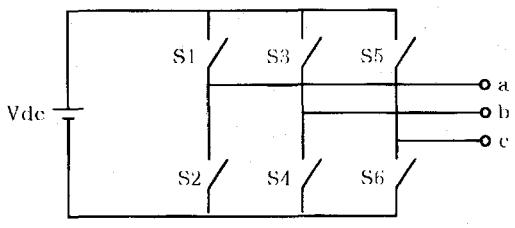


그림 6 PWM 전압원 인버터

스위치의 스위칭 상태를

S_i : On 일 때 $S_i^* = 1,\ i = 1,\ 2,\ldots,6$

S_i : Off 일 때 $S_i^* = 0$

로 표현하여 인버터 각 상의 레그(leg)에 대한 스위칭 함수를 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} S_a &= S_1^* - S_4^* \\ S_b &= S_3^* - S_6^* \\ S_c &= S_5^* - S_2^* \end{aligned} \quad (2)$$

PWM 전압원 인버터에서 부하측 출력 전압을 나타내는 공간 벡터 v(t)는

$$v(t) = \frac{2}{3}[V_{an(t)} + V_{bn}(t)a + V_{cn}(t)a^2] \quad (3)$$

와 같이 표현할 수 있으며, (2)의 스위칭 함수로 표현한 출력 전압의 상전압을 구하여 (3)에 대입하면 7개의 가능한 출력 전압 상태를 형성하고, 이들을 평면상의 벡터로 도시하면 그림7과 같고, 각각의 벡터를 양자화하면 (4)로 표현된다.

$$\begin{aligned} V_K &= \frac{2}{3}V_{dc}\exp(j(n-1)\frac{\pi}{3}),\ k = 1,\ 2,\ldots 6 \\ V_K &= 0,\ k = 7,\ 8 \end{aligned} \quad (4)$$

표1에는 각각의 벡터에 대한 d축 q축 투영 성분, 상전압, 스위칭 상태와 이에 따른 인버터 출력 전압을 나타내고 있다.

충분히 큰 스위칭 주파수에 있어서 기준 전압 벡터 U_{ref}는 한 스위칭 주기동안 일정하다고 하고 지령 벡터가 섹터 I에 있다고 가정한다. $\overline{U}_{ref}$와 U_1 및 U_2의 관계로부터 (5)가 유도되고,

$$U_1T_1 + U_2T_2 = \overline{U}_{ref}T_Z \quad (5)$$

(5)를 직각 좌표계로 표시하면 다음과 같이 (6)이 얻어진다.

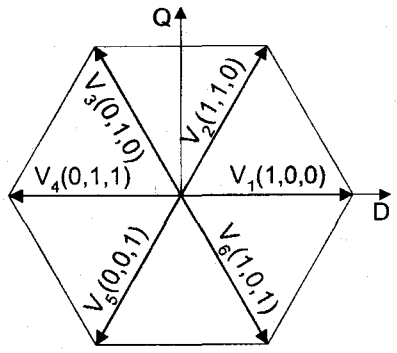


그림 7 전압원 인버터의 상태 공간 벡터

표 1 인버터 출력 전압 및 공간 벡터 변조

벡 터	스위칭 상태	출력 전압	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ll}	V_{rl}
V_1	1 0 0	$\frac{2}{3}V_{dc}\angle 0°$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	0
V_2	1 1 0	$\frac{2}{3}V_{dc}\angle 60°$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}$
V_3	0 1 0	$\frac{2}{3}V_{dc}\angle 120°$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}$
V_4	0 1 1	$\frac{2}{3}V_{dc}\angle 180°$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	0
V_5	0 0 1	$\frac{2}{3}V_{dc}\angle 240°$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}$
V_6	1 0 1	$\frac{2}{3}V_{dc}\angle 300°$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}$
V_7	1 1 1	$0\angle 0°$	0	0	0	0	0
V_8	0 0 0	$0\angle 0°$	0	0	0	0	0

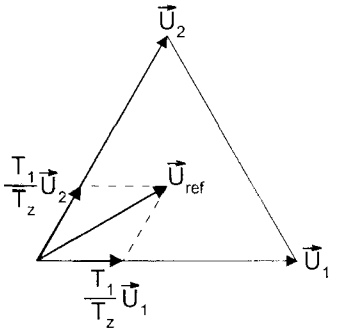


그림 8 기준 벡터 U_{ref}와 U_1, U_2벡터

$$T_1 \frac{2}{3} V_{dc}\begin{bmatrix}1\\0\end{bmatrix} + T_2 \frac{2}{3} V_{dc}\begin{bmatrix}\cos 60°\\ \sin 60°\end{bmatrix}$$

$$= T_Z \frac{2}{3} V_{dc}\, a\begin{bmatrix}\cos r\\ \sin r\end{bmatrix} \quad (6)$$

$$0 < r < 60°,\ a = \frac{|\overline{U}_{ref}|}{\frac{2}{3}V_{dc}} \quad (7)$$

따라서 (6)과 (7)로부터 지령치 전압에 해당하는 인버터 출력을 발생시키기 위한 각각의 전압 벡터 유지 시간 T_1, T_2는 다음과 같다.

$$T_1 = T_Z\ a\frac{(\sin 60° - r)}{\sin 60°} \quad (8)$$

$$T_2 = T_2\ a\frac{\sin r}{\sin 60°} \quad (9)$$

$$T_7 = T_0 = T_Z - T_2 - T_1 \quad (10)$$

앞에서 정의된 내용과 동일하게 나머지 5개의 섹터에 대해서도 적용함으로써, 제어기로부터 결정되는 크기와 위상을 갖는 기준 전압 벡터에 대한 각 벡터의 유지 시간 T_1 및 T_2 동안 직류링크 전압을 변조시켜 지령 전압을 추종하도록 할 수 있다.

인버터의 스위칭 회수를 최소로 하려면 스위칭 순서는 $V_0 - V_1 - V_2 - V_7 - V_2 - V_1 - V_0$의 순차가 되어야 한다. 그러나 변조지수 m이 0.62보다 큰 경우에는 $V_0 - V_1 - V_2 - V_2 - V_1 - V_0$의 순차로 전환하는 modified-SVM 방식이 전류의 고조파 성분을 저감시킬 수 있다. 그림9는 기준 전압이 작은 경우와 큰 경우에 대한 SPWM, SVM 및 modified-SVM 방식의 전류 궤적을 보여주고 있다.

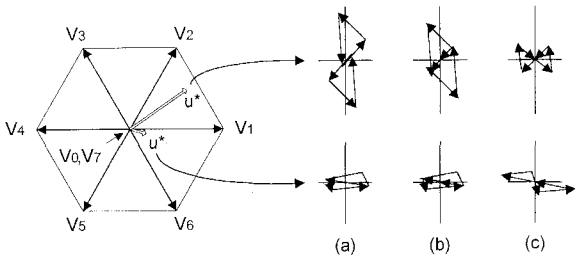


그림 9 전류 궤적, (a) SPWM, (b) SVM, (c) modified-SVM

4. Programmed PWM [7-10]

Programmed PWM은 각 펄스의 폭을 미리 계산하여 메모리에 저장시키고, 이를 읽어내어 인버터의 스위치를 변화시키는 방식이다. 이 방식은 펄스 폭의 계산이 복잡하거나 스위칭 주파수가 낮은 대용량 인버터에 주로 응용되는 방식으로써, 출력의 주파수 가변이 곤란하여 정상상태 또는 고정 주파수 변조에 적용되고 있다.

4.1 고조파 제거 PWM (Harmonic Elimination PWM)

이 방식은 저차 고조파를 선정하여 특정 차수의 고조파를 제거하고자 하는 PWM 방식이다. 그림10은 half-bridge 인버터에서 $\pi/2$에 대해 대칭인 반파대칭 파형에 대해 0~$\pi/2$ 사이에 M개의 스위칭각(반주기당 M개의 펄스)을 발생시켜 고조파 성분을 제거하기 위한 것이다.

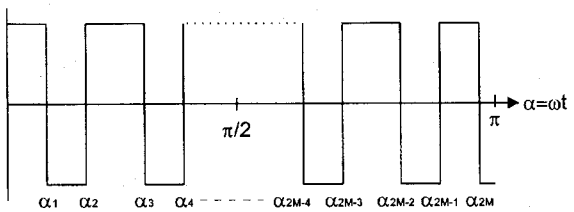


그림 10 Half-bridge 인버터에서의 PWM 파형

퓨리에 급수의 전개로부터, 반파대칭 파형(quarter-wave symmetry)에 대하여 제거하고자 하는 고조파 성분의 크기는 (11)과 같이 표현된다.

$$a_n = \frac{4}{n\pi}[1+2(-\cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2 - \cdots + \cos n\alpha_k)]$$
$$= \frac{4}{n\pi}(1+2\sum_{k=1}^{M}(-1)^k \cos\ n\ \alpha_k) \qquad (11)$$

따라서 M개의 스위칭각에 의해 최대 M개까지의 고조파 성분이 제거 가능하며, 기본파 성분의 크기를 조절할 수 있다. 즉, (11)로부터 M개의 비선형 방정식이 유도되며, 이 방정식을 0으로 놓음으로써 M개의 스위칭각을 구할 수 있으며, 이에 해당하는 고조파 성분을 제거할 수 있다.

예를 들어 5차, 7차 고조파 성분을 제거하려 할 경우, 3의 배수 차수는 3상 결선에 의해 무시되며, 다음과 같은 (12)가 얻어진다.

$$a_1 = \frac{4}{\pi}(1-2\cos\alpha_1+2\cos\alpha_2-2\cos\alpha_3) \qquad (12)$$
$$a_5 = \frac{4}{5\pi}(1-2\cos 5\alpha_1+2\cos 5\alpha_2-2\cos 5\alpha_3) = 0$$
$$a_7 = \frac{4}{7\pi}(1-2\cos 7\alpha_1+2\cos 7\alpha_2-2\cos 7\alpha_3) = 0$$

위와 같은 식으로부터 스위칭각을 얻기 위해서는 수치 해석적인 방법이 요구된다. 따라서 이 방식은 스위칭각을 미리 계산하여 look-up table 형태로 마이크로 프로세서를 이용하여 실현할 수 있다. Full-bridge 인버터의 경우, (11)은 (13)과 같이 변형되며, 3상 인버터의 선간 전압 성분은 (14)와 같다.

$$a_n = \frac{4}{n\pi}\sum_{k=1}^{M}(-1)^{k+1}\cos n\alpha_k \qquad (13)$$

$$a_n = \frac{2\sqrt{3}}{\pi}(1-2\sum_{k=0}^{M}(-1)^{M+1}\cos\alpha_k) \qquad (14)$$

4.2 Optimal PWM

고조파 제거 PWM은 특정 주파수의 고조파 제거에 국한되나, 최적 PWM은 인버터 부하의 고조파 또는 피크 전류 등을 평가함수로 정하고 이 평가함수를 최소화하는 스위칭 각을 결정하는 방식이다. 예를 들어 고조파 전류, 즉 THD를 평가함수 $L(\alpha)$로 정하면 다음과 같다.

$$L(\alpha) = \sum_{k=3,5,7,\ldots}^{\infty} I_k^2 \qquad (15)$$

인버터 부하가 유도성 3상 부하일 경우, 고조파 성분 전류 $I_{THD}(\alpha)$는

$$I_{THD} = \frac{1}{\omega_0 L}\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{2\pi}\left\{\int_{\frac{\pi}{3}}^{\alpha}\left[v_1(\alpha)-v_1(\alpha-\frac{2\pi}{3})\right]d\alpha\right\}^2 - \frac{V_1^2}{2}} \qquad (16)$$

로 표현되므로 (16)을 최소화하면서 동시에 (14)를 만족하는 스위칭 각 α를 구하면 된다. 이 방식은 고조파 성분을 저감시킴과 동시에 최대 $4/\pi$까지의 교류 이득이 가능한 장점이 있다.

5. Random PWM [11-13]

스위칭 주파수가 18kHz 이하일 경우 가청 노이즈(acoustic noise)가 발생한다. 이는 스위칭 주파수를 증가시킴으로서 해결이 가능하나, 전력 손실이 증가하게 된다. RPWM은 스위칭 주파수를 무작위(random)로 변화시킴으로서 고조파 성분을 전 주파수 범위에 거쳐 분산시킴으로써 가청 노이즈를 줄이고 스위칭 손실을 저감시키는 효과를 가져오도록 하기 위한 방법이다.

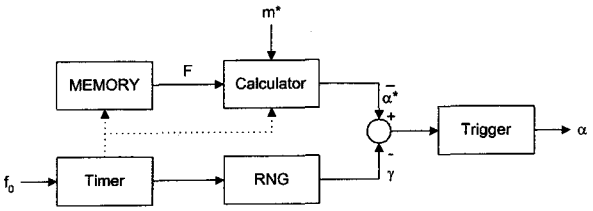


그림 11 Random PWM의 원리

그림11은 random PWM의 원리를 나타낸 것이다[R2]. 인버터 출력 주파수 f_o가 타이밍 신호를 발생시키기 위해 타이머(timer)에 입력되며, 메모리(memory)나 계산기(calculator)에 공급되는 주파수는 f_o의 N배가 된다. 따라서 주기당 N번의 스위칭을 하게 된다. 변조 함수(modulation function) F는 메모리로부터 가져오며, 기준 시비율(reference duty ratio) $\bar{a}^*$는 (17)에 의해 계산된다.

$$\bar{a}^* = \frac{1}{2}(1+m^*F) \qquad (17)$$

여기서 m^*는 기준 변조 지수(reference modulation index)이다.

변조 함수는 크기가 1인 정현파이거나 크기가 1보다 작은 고조파 성분들의 결합으로 이루어질 수 있으며, 기준 시비율 $\bar{a}^*$는 난수 발생기(RNG : Random Number Generator)

에 의한 신호 r과 비교되어 트리거(trigger)에 입력된다. 이 때 RNG의 주파수는 타이머의 주파수보다 충분히 커야 되며, 난수 r은 균일 확률 분포(uniform probability distribution)을 갖는 0에서 1사이의 수이다. 트리거는 (18)과 같은 스위칭 상태를 결정하게 된다.

$$\alpha = 1 \ \ if \ \ \bar{a}^* > r \qquad (18)$$
$$\alpha = 0 \ \ if \ \ \bar{a}^* \le r$$

m^*=0이고 $\bar{a}^* = 0.5$일 경우, 0.5보다 클 확률과 작을 확률은 같게 되며, 따라서 트리거에 의한 스위칭 상태 1과 0의 개수는 같게 된다. 변조 지수가 클수록 스위칭이 상태 1과 0의 개수의 차이는 커지게 된다. 그림12는 RPWM의 비교기 입력과 선간전압, 하모닉을 보여준다. 그림12(c)에서 고조파 성분이 평균 스위칭 주파수(f_s)의 배수에 국한되지 않고 전 범위에 고루 분산되어 있다.

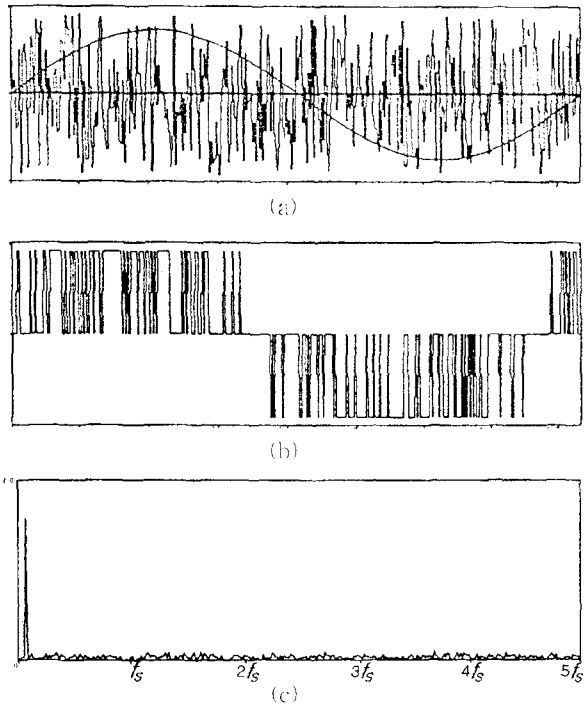


그림 12 RPWM, (a) 비교기 입력, (b) 선간 전압, (c) 하모닉 스펙트럼

6. 결 론

PWM 기법의 선정에는 인버터의 용량에 따라 결정되는 것이 일반적이다. 소용량의 인버터의 경우에는 PWM 기법 선정에 따르는 제약이 비교적 적다. 따라서 이 경우에는 과도응답 특성이나 스위칭 손실, 왜형률 등의 성능지수와 비용이 선정 기준으로 이용된다. 대용량 인버터의 경우에는 인버터에 사용 가능한 스위칭 소자와 손실이 PWM 기법 선정시 가장 중요한 선정 기준이다. 저주파의 스위칭 주파수로 양질의 출력을 얻는데는 optimal PWM 기법이 가장 유리하다. 그러나 이 기법은 스위칭각 계산이 복잡하여 off-line으로 미리 PWM 패턴을 결정해야하므로 인버터 부하의 파라미터 변동에 민감하고 가변주파수 운전이 곤란하다. 이에 따라 최근에는 실시간적으로 최적 스위칭각을 계산하는 PWM 기법의 개발이 주목받고 있다.

참 고 문 헌

[1] J.Holtz, "Pulsewidth Modulation - A Survey", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 39, no. 5, Dec 1992.

[2] J.W.Kolar, H.Ertl and F.C.Zach, "Influence of the Modulation Method on the Conduction and Switching Losses of a PWM Converter System", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 27, no. 6, pp. 1063-1075, NOV/DEC 1991.

[3] M.A.Boost and P.D.Ziogas, "State-of-the-Art Carrier PWM Techniques : A Critical Evaluation", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 24, no. 2, pp. 271-280, MAR/APR 1988.

[4] J.Holtz, P.Lammert and W.Lotzkat, "High-Speed Drive System with Ultra-sonic MOSFET PWM Inverter and Single-chip Microprocessor Control", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-23, no. 6, pp. 1010-1015, NOV/DEC 1987.

[5] J.Holtz and E.Bube, "Field-Oriented Asynchronous Pulse-Width Modulation for High-Performance ac Machine Drives Operating at Low Switching Frequency", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 27, no. 3, pp. 574-581, MAY/JUNE 1991.

[6] J.Sun and H.Grotstollen, "Optimized Space Vector Modulation and Regular-Sampled PWM : A Reexamination", Conf. Rec. of IEEE IAS, pp.956-963, 1996.

[7] S.P.Jackson, "Multiple Pulse Modulation in Static Inverters Reduces Selected Output Harmonics and Provides Smooth Adjustment of Fundamentals", IEEE Trans. on Ind. and Gen. Appl., vol. IGA-6, no. 4, pp. 357-360, JUL/AUG 1970.

[8] H.S.Patel and R.G.Hoft, "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in

Thyristor Inverters : Part I - Harmonic Elimination", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-9, no. 3, pp. 310-317, MAY/JUN 1973.

[9] G.S.Buja and G.B.Indri, "Optimal Pulsewidth Modulation for Feeding AC Motors", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-13, no. 1, pp. 38-44, JAN/FEB 1977.

[10] F.C.Zach and H.Ertl, "Efficiency Optimal Control for Drives with PWM Inverters", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-21, no. 4, pp. 987-1000, JUL/AUG 1985.

[11] A.M.Trzynadlowski, S.Legowski and R.L.Kirlin, "Random Pulse Width Modulation Technique for Voltage-Controlled Power Inverters", Conf. Rec. of IEEE IAS, pp.863-868, 1987.

[12] S.Legowski and A.M.Trzynadlowski, "Advanced Random Pulse Width Modulation Technique for Voltage-Controlled Inverter Drive Systems", Conf. Rec. of IEEE APEC, pp.100-106, 1991.

[13] V.G.Agelidis and D. Vincenti, "Optimum Non-Deterministic Pulse-Width Modulation for Three-Phase Inverters", Conf. Rec. of IEEE IECON, pp.1234-1239, 1993.

〈저 자 소 개〉

여형기(呂炯基)

1964년 7월 20일생. 1988년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990~1995년 한국국방연구원 근무. 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박).

유지윤(柳志潤)

1955년 2월 25일생. 1977년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 일본 와세다대학 전기공학과 졸업(공박). 1987년~1991년 창원대 공대 전기공학과 조교수. 현재 고려대 공대 전기공학과 교수. 당 학회 총무이사.