

고주파 인버터의 특성해석 및 출력주파수 추종제어

이 종무 김 영석 김 동희 조 기연
한국 전기 연구소 전력 전자 연구실

The characteristic analyses and output frequency tracking control of a high frequency inverter

Lee, Jongmoo Kim, Youngseok Kim, Donghee Joe, Keyoun

Korea Electrotechnology Research Institute Power Electronics Lab.

Abstract

This paper proposes a voltage-fed high frequency resonant inverter having variable voltage variable frequency(VVVF) control function. VVVF control is performed by PWM-TRC method in the boost type chopper and PFM-TRC method in the high frequency resonant inverter. This circuit is suitable for induction heating and melting power supply in industry. The operating characteristics of this inverter are discussed from a theoretical point of view. The results of operating characteristic analyses are given leading to complete designing data.

1. 서 론

최근, 자기소호형 소자의 개발이 활발해짐에 따라 이들을 응용한 전력변환장치의 연구 개발도 활기를 띠고 있다.⁽¹⁾⁽²⁾ 정지전력 변환장치의 Switching 소자로서 종래의 Thyristor 대신에 자기소호형 소자(MOSFET, SIT, IGBT 등)들을 사용함으로써 수십 KHz에서 수백 KHz까지의 주파수 대역에서 고출력 Switching 동작이 안정되게 실현될뿐 아니라 전력변환도 고효율로 실행되며, 운전 동작영역도 넓혀주고 있다.⁽³⁾⁽⁴⁾ 정지전력 변환장치 중에서도 고주파 인버터의 응용으로서는 유도가열용 고주파 전원에서부터 강력 초음파 발전기, 고주파 Switching 제어 DC/DC Converter 등의 산업분야를 비롯하여 가전, 민생

기기에도 고주파 인버터를 적극적으로 도입함으로써 Power Electronics 분야의 새로운 기축이 되리라고 예상된다.

이와 같은 추세에 따라, 본 연구소에서는 종래의 Thyristor 고주파 인버터 회로기술을 기초로 하여 자기소호형 소자를 사용한 공진형 고주파 인버터에 관한 연구를 착수하게 되었다.⁽⁵⁾⁽⁶⁾

본 논문은 자기소호형 소자를 대상으로한 유도가열용 고주파 Chopper/Inverter System을 소개하고, 정상운전 특성평가를 무자원화 제어변수의 도입으로 범용성 있게 기술하고 있다. 또, 유도가열 과정에서 부하 임피던스 변화에 따른 출력 주파수 제어를 전자응용회로 기술인 PLL(Phase Locked Loop)을 사용한 출력 주파수 자동 Tracking 제어방법에 대해서도 논하고 있다.

2. 고주파 인버터 회로구성

공진형 고주파 인버터의 기본적인 회로구성이 그림1과 그림2에 나타나 있다.

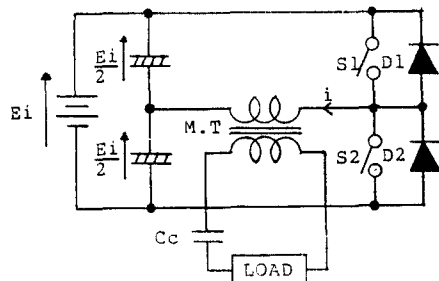


그림1. 직렬형 인버터

Fig1. A Series Type Inverter

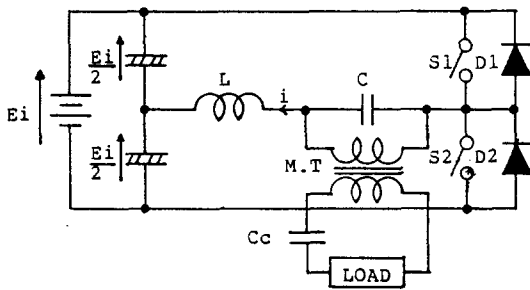


그림2. 병렬형 인버터

Fig2. A Parallel Type Inverter

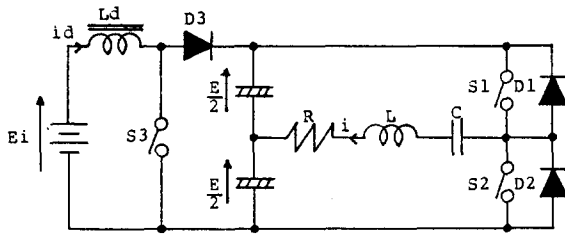


그림3. 고주파 Chopper/Inverter System

Fig3. A High-Frequency Chopper/Inverter System

그림1은 직렬 공진형이며 저전압 대전류용으로 부하 임피던스가 낮을 경우 유용하며, 그림2는 병렬 공진형이며 고전압 저전류용으로 부하 임피던스가 클때 유용한 인버터의 기본회로이다. 여기서는 그림1의 회로구성을 기초로 하여 그림3에 나타내고 있는 제안 고주파 Chopper/Inverter System에 대하여 논하고자 한다.

제안회로는 직류승압 Chopper부와 본면서에 의한 전원 분활형 Half Bridge 고주파 인버터부로 구성되어 있다.

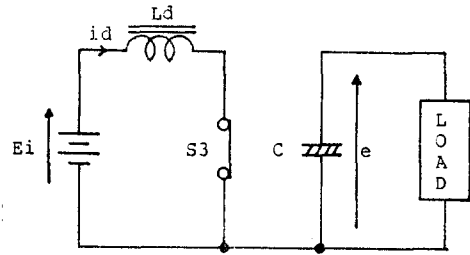
VVVF 제어는 직류승압 Chopper부에서 고속 PWM-TRC에 의해 고주파 AC 전압을 조정하며, 출력 주파수는 공진주파수 추종제어로 고주파 인버터부에서 PFM-TRC로 실현하고 있다.

제안 고주파 Chopper/Inverter System에서 \$L\$과 \$C\$는 공진용 Inductor와 Capacitor이며 부하는 유도가열 부하를 상정하고 있다.

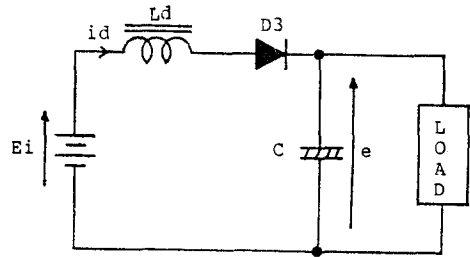
3. 정상 특성 해석

(1). 회로 해석

제안한 고주파 Chopper/Inverter System의



(a) Mode 1 (Energy 축적 Mode), \$S3:ON\$



(b) Mode 2 (Energy 방출 Mode), \$S3:OFF\$

그림4. 등가회로

Fig4. Equivalent Circuit

회로해석을 위해 다음과 같은 가정을 도입한다.

- 가. Switching 소자와 Diode는 이상적이고, Dead (Recovery) Time은 고려 하지 않는다.
- 나. 배선의 저항과 인덕턴스가 회로 동작에 영향을 미치지 않으며, 손실이 없는 것으로 한다.
- 다. 공진용 \$L\$과 \$C\$는 이상적인 소자로 간주한다.
- 라. 전원 분활용 콘덴서는 그 값이 충분히 커서 고주파 인버터의 전원전압(\$E/2\$)은 변화가 없는 일정한 값으로 한다.

(2). 승압 Chopper부 회로 해석

그림3에 도시한 직류승압 Chopper회로의 동작은 \$S3\$의 ON/OFF Switching 동작에 따라 Energy 축적 Mode와 Energy 방출 Mode로서, 그림4 (a), (b)에 나타내고 있는 바와 같이 2개의 Mode로 이루어 진다.

Mode 1과 Mode 2로 주어지는 회로의 상태방정식은 다음과 같다.

Mode 1 (Energy 축적 Mode), \$S3 : ON\$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} id \\ e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/RC \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} id \\ e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_i \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

Mode 2 (Energy 방출 Mode), \$S3 : OFF\$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} id \\ e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ -1/C & -1/RC \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} id \\ e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_i \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

(1)식과 (2)식에서 평균상태 Vector를 Id, E로 취하면,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Id \\ E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -D'/L \\ -D'/C & -1/RC \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Id \\ E \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Ei \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기서 $D = ton/T$, $D' = toff/T = 1-D$

정상상태에서 $\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Id \\ E \end{bmatrix} = 0$ 로부터 출력전압 E를

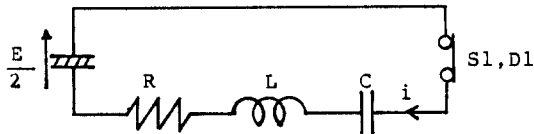
구하면,

$$E = Ei/(1-D) \quad (\text{volt}) \quad (4)$$

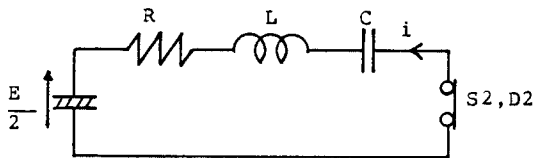
출력 전압은 D의 변화에 의해 제어됨을 (4)식에서 알 수 있다.

(3). 고주파 인버터부의 회로 해석

그림3에 도시한 공진형 고주파 인버터 회로의 동작 Mode는 S1, S2의 ON/OFF Switching 동작에 의해 결정되며 이들을 그림5에 나타내었다.



(a) Mode 1 (S1 or D1 Close, S2 or D2 Open)



(b) Mode 2 (S1 or D1 Open, S2 or D2 Close)

그림5. 공진형 고주파 인버터의 동작 Mode

Fig5. The Operating Mode of HF Inverter

각 Mode의 상태 방정식은 다음과 같이 표현된다.

Mode 1 (S1 or D1 Close, S2 or D2 Open)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i \\ Vc \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & -1/L \\ 1/C & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i \\ Vc \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E/2 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

Mode 2 (S1 or D1 Open, S2 or D2 Close)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i \\ Vc \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & -1/L \\ 1/C & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i \\ Vc \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1/L \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E/2 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

회로해석결과가 범용성을 갖도록 하기위해 표1에 나타낸 바와 같이 제 제어변수의 기준값을 도입하여

표1. 기준량

Table1. Reference Value

임피던스	Zs	2 L/C
주파수	fr	1/2 LC
전압	E	E
전류	I	E/Zs

표2. 무차원화 Parameter

Table2. Normalized Parameter

저항	RO	R/Zs
주파수	U	f0/fr
전압	v*	V/E
전류	i*	i/I
시간	Z	t/T0
전력	PO*	POxZs/E

표2의 무차원화 Parameter로 표현한다.

(6)식과 (7)식을 무차원화 Parameter로 표현하면,

$$\frac{d}{dZ} \begin{bmatrix} i^* \\ v_c^* \end{bmatrix} = U \cdot \begin{bmatrix} -RO/4 & -1/4 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i^* \\ v_c^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U/4 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1/2 & 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\frac{d}{dZ} \begin{bmatrix} i^* \\ v_c^* \end{bmatrix} = U \cdot \begin{bmatrix} -RO/4 & -1/4 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i^* \\ v_c^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U/4 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -1/2 & 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

여기서, Mode 1의 일반해를 구하면 아래와 같다.

$$i^*(Z) = i^*(0) e^{-\alpha Z} \cos \beta Z + [(1-2V_c^*(0)-ROi^*(0))/\sqrt{1-RO^2}] \times e^{-\alpha Z} \sin \beta Z \quad (10)$$

$$V_c^*(Z) = 1/2 + (V_c^*(0)-1/2)e^{-\alpha Z} \cos \beta Z + [(i^*(0)-RO(1-2V_c^*(0))/2\sqrt{1-RO^2})e^{-\alpha Z} \sin \beta Z \quad (11)$$

$$V_L^*(Z) = (1/2-V_c^*(0)-ROi^*(0))e^{-\alpha Z} \cos \beta Z + [RO(V_c^*(0)-1/2)/\sqrt{1-RO^2} + (2RO^2-1)i^*(0)/2\sqrt{1-RO^2}] \times e^{-\alpha Z} \sin \beta Z \quad (12)$$

같은 방법으로 Mode 2의 일반해를 구하면 다음과 같다.

$$i^*(Z) = i^*(1/2) e^{-\alpha(Z-1/2)} \cos \beta(Z-1/2) - [(1+2V_c^*(1/2)+ROi^*(1/2))/\sqrt{1-RO^2}] \times e^{-\alpha(Z-1/2)} \sin \beta(Z-1/2) \quad (13)$$

$$V_c^*(Z) = -1/2 + (V_c^*(1/2)+1/2)e^{-\alpha(Z-1/2)} \cos \beta(Z-1/2) + [(i^*(1/2)+RO(1+2V_c^*(1/2))/2\sqrt{1-RO^2})e^{-\alpha(Z-1/2)} \times \sin \beta(Z-1/2) \quad (14)$$

$$V_L^*(Z) = -(1/2 + V_C^*(1/2) + R_0 i^*(1/2)) e^{-\alpha(Z-1/2)} \cos \beta(Z-1/2) \\ + [R_0 (V_C^*(1/2) + 1/2) / \sqrt{1-R_0^2} + (2R_0^2 - 1) i^*(1/2) \\ / 2 \sqrt{1-R_0^2}] e^{-\alpha(Z-1/2)} \sin \beta(Z-1/2) \quad (15)$$

$$\text{여기서, } \alpha = 2\pi R_0 / U \quad \beta = 2\pi \sqrt{1-R_0^2} / U$$

정상해를 구하기 위한 Mode 접속조건은 아래와 같다.

$$i^*(Z) = i^*(Z-1), \quad i^*(Z-1/2) = -i^*(Z) \\ V_C^*(Z) = V_C^*(Z-1), \quad V_C^*(Z-1/2) = -V_C^*(Z)$$

각 Mode의 전류 초기치 $i^*(0)$ 와 콘덴서의 전압 초기치

$V_C^*(0)$ 를 접속 조건으로 부터 구하면,

$$i^*(0) = -2Y / [(1+X)^2 + Y^2] \sqrt{1-R_0^2} \quad (16)$$

$$V_C^*(0) = [1/2(X^2 + Y^2 - 1) + R_0 Y / \sqrt{1-R_0^2}] / [(1+X)^2 + Y^2] \quad (17)$$

$$\text{여기서, } X = e^{-\alpha/2} \cos \beta / 2, \quad Y = e^{-\alpha/2} \sin \beta / 2$$

그림6은 정상상태해석 결과에서 얻은 각부의 이론파형을 나타내고 있다.

이론파형에서 제안 Inverter는 S1, S2의 ON/OFF에 관계없이 U에 따라 운전 동작 상태가 변화하는 것을 알 수 있다.

사진1은 $R_0=0.103$, $Z_s=37.8$ 의 Parameter로 전원전압 $E=60(V)$, 고유주파수 60KHz를 중심으로 해서 그림3의 인버터를 운전 하였을 경우 공진전류의 실측파형을 나타내고 있다.

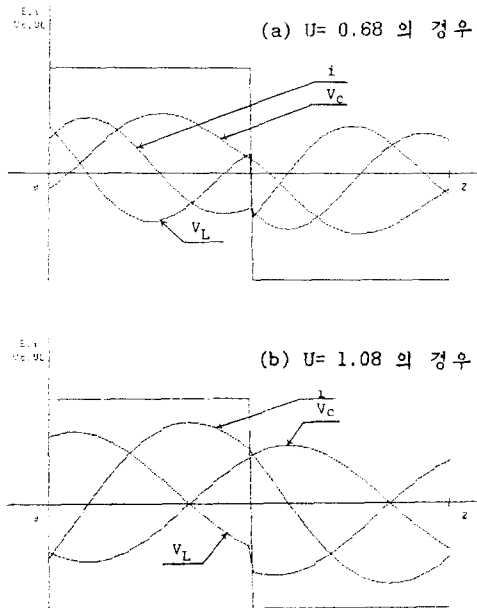


그림6. 이론 파형

Fig6. Theoretical Waveforms

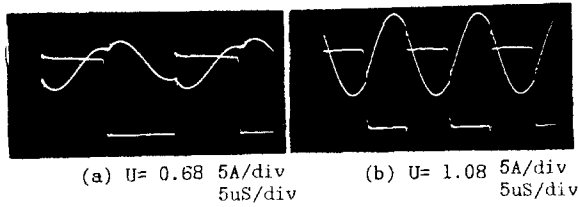


사진1. 실측파형
Photol. Experimental Waveforms
이론파형과 실측파형이 거의 동일한 파형을 나타내고 있어 본 이론의 타당성을 뒷받침 해주고 있다.

4. 정상 특성 평가

그림7은 본 인버터의 주파수 제어특성으로 무차원화 진동회로변수(R_0)에 대한 출력전력(P_0)-제어 주파수(U)의 관계를 나타내고 있다.

$U=1$ 의 점에서 R_0 의 값에 관계없이 P_0 는 최대치를 나타내고 있으며, 전력변환을 효율 좋게 행하는 동작점이 $U=1$ 이라는 것을 알 수 있다. 또, U가 일정할 경우 R_0 가 적을수록 P_0 는 큰 값을 취하고는 있으나, $U=1.0$ 지점을 벗어 날 때는 P_0 가 큰 쪽으로 감소되므로 일정한 P_0 를 유지시키기 위해서는 입력단의 전압제어

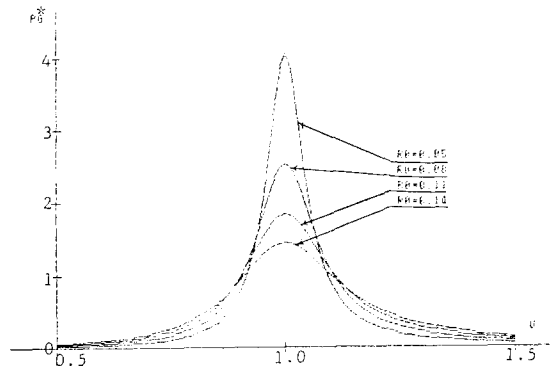


그림7. 출력전력-제어 주파수 특성

Fig7. P_0 -U Characteristics

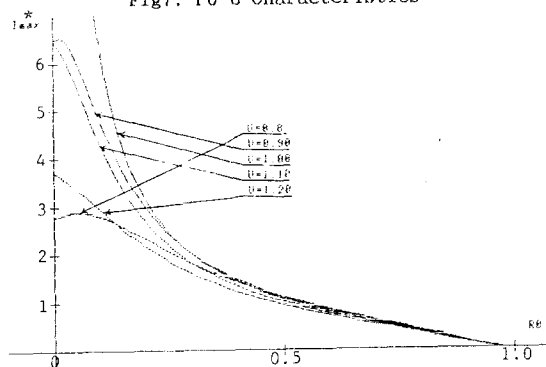


그림8. 전류 최대치-무차원화 저항 특성

Fig8. I_{max} - R_0 Characteristics

범위를 크게할 필요가 있다. 따라서 주파수 제어폭을 넓히기 위해서는 $R0$ 를 어느정도 큰값이 되도록 Matching Transformer의 권수비를 잘 고려하여 선택할것이 요구된다.

그림8은 U 에 대한 $R0$ - I_{max}^* 특성을 나타내고 있다. 그림에서 보는 바와 같이 어떤 U 의 경우에 있어서도 $R0$ 가 0에 접근한다는 것은 부하 단락상태로 이행되어 지는 것과 같으므로 Switching소자에는 L-C 공진전류가 유입되어 가장 큰 값을 나타내게 된다. 또, $R0$ 가 1.0에 접근함은 비공진 상태로 되어지는 것과 같으므로 Switching 소자에 유입되는 전류는 거의 Zero에 가깝게 된다. 이 특성값은 부하단락이 발생하였을때 Switching 소자가 파괴되지 않도록 하기위한 보호회로 설계의 기준치 선정에 유효한 자료로 제공된다.

그림9는 공진용 콘덴서의 Peak전압을 U 를 Parameter로 하여 나타낸 특성곡선이다.

이 값은 콘덴서에 유입하는 전류의 적분치로 주어지므로 그림8의 특성과 유사한 특성을 나타낸다.

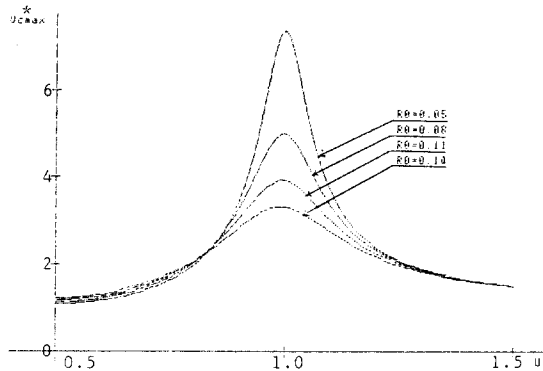


그림9. 콘덴서 최대전압-제어 주파수 특성

Fig9. V_{cmax} - U Characteristics

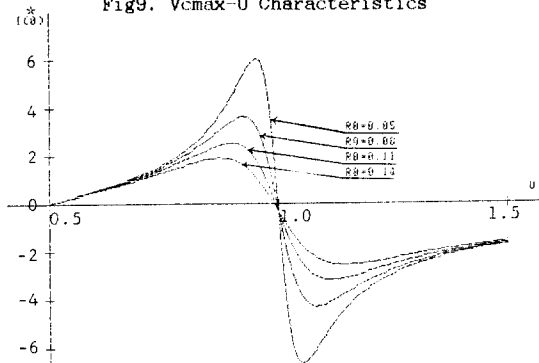


그림10. 전류 초기치-제어 주파수 특성

Fig10. $I(0)$ - U Characteristics

무히, $R0$ 가 Zero로 접근할 경우 V_{cmax}^* 의 값은 전원 전압의 6배 이상의 값이 된다.

그림10은 $R0$ 에 대한 Switching 소자에 흐르는 전류의 초기치 $I(0)$ - U 의 관계를 나타내고 있다.

$U=1.0$ 지점에서는 부하변동에 관계없이 초기치가 Zero, $U < 1$ 일때는 (+), $U > 1$ 일때는 (-)치를 나타내고 있다. 즉, $U=1.0$ 을 중심으로 $U < 1$ 의 경우는 용량성, $U > 1$ 의 경우는 유도성으로 회로 동작상태가 U 에 따라 변화되는 것을 의미한다. 또, 그림6과 사진1에서 보여준 동작파형에서도 상기의 사실이 증명되고 있다. 만약, 본 인버터의 Switching 소자로 MOSFET를 사용하여 $U > 1$ 에서 운전할 경우 내부 Diode의 역회복 시간이 문제가 되지 않아 유효하게 이용할 수 있다.

5. 출력주파수 추종제어

제안 인버터를 유도가열용 전원으로 사용할 경우 가열과정에 따른 출력주파수의 변화를 추종하기 위한 출력주파수 자동 추종제어회로의 Block선도를 그림11에 나타낸다.

출력주파수를 자동으로 추종하기 위해 본 연구에서는 전자응용회로 기술인 PLL을 사용한다. 추종제어를 실현하기 위한 PLL은 Phase Comparator, LPF, VCO로 구성된다.

그림12는 출력주파수 자동추종제어의 동작 원리를 나타낸다.

그림(a)와 같이 고유주파수보다 낮은주파수로 Switching된 경우는 LPF의 출력전압이 증가하므로 VCO의 발진 주파수를 증가시켜 Setting된 고유주파수로 자동적으로 추종한다. (b)는 고유주파수보다 높은 주파수로 Switching된 경우로 LPF의 출력전압이 감소하여 VCO의 발진주파수를 감소시키고 있다. (c)는 동조 상태에서 90도 Lock되어 VCO의 발진주파수가 회로 고유주파수와 일치되어 최대 출력전력을 발생하고 있다. 이러한 동작원리로서 부하의 동조상태를 자동으로 추종할 수 있다.

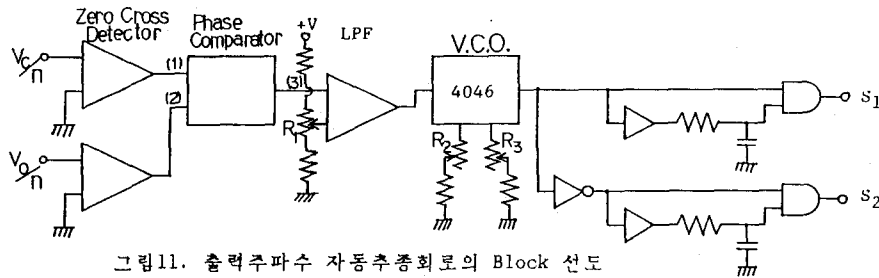


그림11. 출력주파수 자동추종회로의 Block 선도

Fig11. The Block Diagram of Output Frequency Tracking Control Circuit

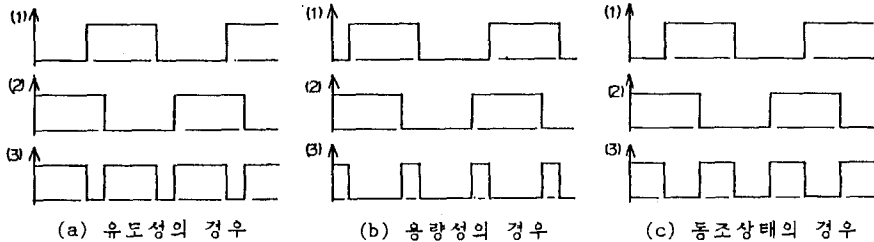


그림12. 출력주파수 자동추종회로의 동작원리

Fig12. The Operating Principle of Output Frequency Tracking Control

6. 결 론

본 연구는 최근 주목을 받고 있는 고주파 인버터에 관한 기초연구로 각종 전열공업에 이용되는 유도가열용 전원인 VVVF 제어형 고주파 인버터의 한 형식에 관해서 논했다. 회로설계를 위한 기초자료를 도출하기 위해 무자원화 제어 Parameter를 도입하여 회로 해석결과를 범용성 있게 기술하였으며, 실험에 의해 이론해석 결과의 타당성을 실증하였다. 또, 출력주파수의 자동 추종제어를 위해 전자응용기술인 PLL 제어방식을 도입한 실제 추종제어의 동작원리에 대해서 논했다. 끝으로, 제안 인버터의 기동시 과도 특성에 관한 평가가 문제점으로 지적된다. 급후, 본 연구에서 얻은 기초자료를 토대로하여 현재 각광을 받고 있는 자기소호형 소자들을 도입한 고출력 고주파 복수전원 장치로도 개발할 예정이다.

참고 문헌

- (1) J Chen, R. Bonert : "Load Independent AC/DC Power Supply for Higher Frequencies with Sine-Wave Output", ISA82:32D pp 831-835 (1982)
- (2) Vietson Nguyen : "A Multiphase Topology of Series-Resonant DC-DC Converter", PCI. Proceedings pp 45-53 October (1985)
- (3) Nathan O. Sokal : "Class E-A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers", IEEE. JSSC. Vol.SC10, No3, pp 168-176, June (1975)
- (4) E.B.G Nijhof : "The Series Resonant Power Supply and Its Control Circuitry", PCI/MOTORCON, Proceedings, pp88-104, September (1983)
- (5) Kim Young Seok: "Characteristics and Starting Method of a Cycloconverter with a Tank Circuit for Induction Heating", IEEE PESC'86 pp301-310 (1986)
- (6) Kim Donghee : "New Resonance Voltage/Current Phasor Control-Based High-Frequency Inverters Using SIT", SATEC'86, No2-2, Power Electronics Conference, 10 (1986)