

고주파 공진형 인버터의 설계에 관한 연구

송병문*, 구헌희*, 계문호*, 김동희*

(한국전기연구소, 영남대학교)

A Design of High Frequency Resonant Inverter

Byung-Moon Song*, Heun-Hoi Koo*, Moon-Ho Kye*, Dong-Hee Kim**

(KERI, Univ. of Yeong Nam **)

ABSTRACT

High speed power switching technology is essential in developing high-frequency induction heating power supply. Since technological level of domestic industry is primitive, most of key technology is imported from the advanced foreign countries, and academic research will short of demand. 'Because of this background, this project requires national attention. Therefore, based on existing high-frequency thechnology, high-power high-frequency power supply for induction heating will be developed and various key technology in power switching technology, which will be used widely in industry, will be established.

I. 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, IGBT등) 들을 사용함으로써 수십 KHz에서 수백 KHz까지의 수파수 대역에서 고효율 Switching 동작이 안정되게 실현될뿐만 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 자

기소호형 소자를 사용한 공진형 고주파 인버터에 관한 연구를 착수하게 되었다.^{5,6}

본 논문은 자기 소호형 소자를 대상으로 한 유도 가열용 고주파 Chopper/Inverter System을 소개하고, 정상운전 및 기동과도응답 특성평가를 부차원화 제어변수의 도입으로 범용성 있게 기술하고 있다.

II. 고주파 인버터 회로구성

공진형 고주파 인버터의 기본적인 회로구성이 그림 1과 그림2에 나타나 있다.

그림 1은 직렬 공진형이며 저전압 대전류용으로 부하 임피던스가 낮을 경우 유용하며, 그림 2는 병렬 공진형이며 고전압 저전류용으로 부하 임피던스가 클때 유용한 인버터의 기본회로 이다.

여기서는 그림 1의 회로구성을 기초로 하여 그림 3에 나타내고 있는 제한한 고주파 Chopper/Inverter System에 대하여 논하고자 한다.

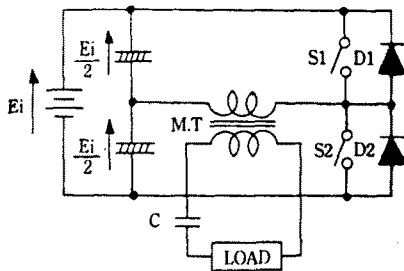


그림 1. 직렬형 인버터

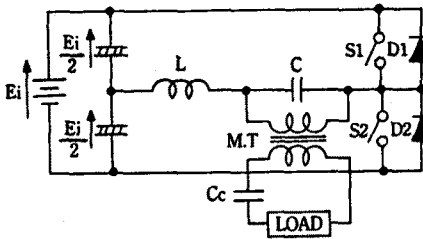


그림 2. 병렬형 인버터

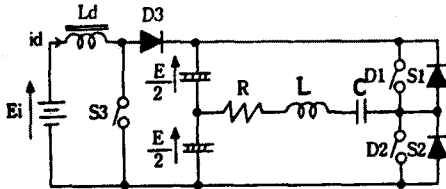
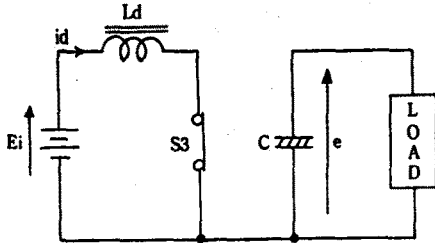
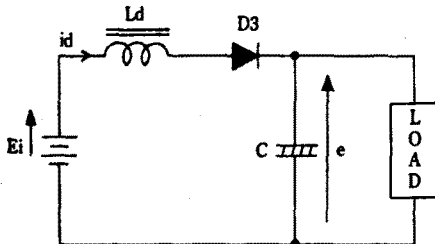


그림 3. 고주파 Chopper/Inverter System



(a) Mode 1 (Energy 추적 Mode), S3: ON



(b) Mode 2 (Energy 방출 Mode), S3: OFF

그림 4. 등가회로

제안회로는 직류승압 Chopper부와 콘덴서에 의한 전원 분할형 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.

제안한 고주파 Chopper/Inverter system에서 L과 C는 공진용 Inductor와 Capacitor이며 부하는 유도 가열 부하를 상징하고 있다.

III. 정상 특성 해석

(1) 회로 해석

제안한 고주파 Chopper/Inverter system의 회로 해석을 위해 다음과 같은 가정을 도입한다.

- 가. Switching 소자와 Diode는 이상적이고, Dead (Recovery) Time은 고려하지 않는다.
- 나. 배선의 저항과 인덕턴스가 회로 동작에 영향을 미치지 않으며, 손실이 없는 것으로 한다.
- 다. 공진용 L과 C는 이상적인 소자로 간주한다.
- 라. 전원 분할용 콘덴서는 그 값이 충분히 커서 고주파 인버터의 전원전압(E/2)은 변화가 없는 일정한 값으로 한다.

(2) 승압 Chopper부 회로 해석

그림 3에 도시한 직류승압 Chopper회로의 동작은 S3의 ON/OFF Switching 동작에 따라 Energy 축적 Mode와 Energy 방출 Mode로써, 그림 4 (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

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

Mode 2 (Energy 방출 Mode), S3 : OFF

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

(1)식과 (2)식에서 평균상태 Vector를 Id, E로 취하면,

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

여기서 $D = ton/T$, $D' = toff/T = 1 - D$

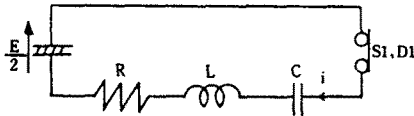
정상상태에서 $\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Id \\ E \end{bmatrix} = 0$ 로부터 출력전압 E를 구하면,

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

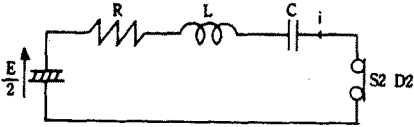
출력 전압은 D의 변화에 의해 제어됨을 (4) 식에서 알 수 있다.

(3) 고주파 인버터부의 회로 해석

그림 3에 도시한 공진형 고주파 인버터 회로의 동작 Mode는 S1, S2의 ON/OFF Switching 동작에 의해 결정되며 이들을 그림 5에 나타내었다.



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



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

그림 5. 공진형 고주파 인버터의 동작 Mode

각 Mode의 상태 방정식은 다음과 같이 표현된다.

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

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

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

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

회로 해석결과가 범용성을 갖도록 하기위해 표1에 나타낸 바와 같이 제 제어변수의 기준성을 도입하여

표 1. 기준량

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

표 2. 무차원화 Parameter

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

표 2의 무차원화 Parameter로 표현한다.

(6)식과 (7)식을 무차원화 Parameter로 표현하면,

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} i^* \\ V^*c \end{bmatrix} = U \cdot \begin{bmatrix} -RO/4 & -1/4 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i^* \\ V^*c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U/4 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [1/2 \ 0] \quad \dots\dots(8)$$

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} i^* \\ V^*c \end{bmatrix} = U \cdot \begin{bmatrix} -RO/4 & -1/4 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i^* \\ V^*c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U/4 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [-1/2 \ 0] \quad \dots\dots(9)$$

여기서, Mode 1의 일반해를 구하면 아래와 같다.

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

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

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

같은 방법으로 Mode 2의 일반해를 구하면 다음과 같다.

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

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

$$V^*L(Z) = -(1/2 + V^*c(1/2) + ROi^*(1/2)) e^{-\alpha Z} \cos\beta(Z-1/2) + [RO(V^*c(1/2) + 1/2) / \sqrt{1-RO^2} + (2RO^2 - 1)i^*(1/2)/2 \sqrt{1-RO^2}] \times e^{-\alpha Z} \sin\beta(Z-1/2) \quad \dots\dots(15)$$

여기서, α=2πRO/U, β=2π√(1-RO²)/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 전압초기치 V*c(0)를 접속 조건으로 부터 구하면,

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

$$V^*c(0) = [1/2(X^2 + Y^2 - 1) + ROY / \sqrt{1-RO^2}] / [(1+X)^2 + Y^2] \quad \dots\dots(17)$$

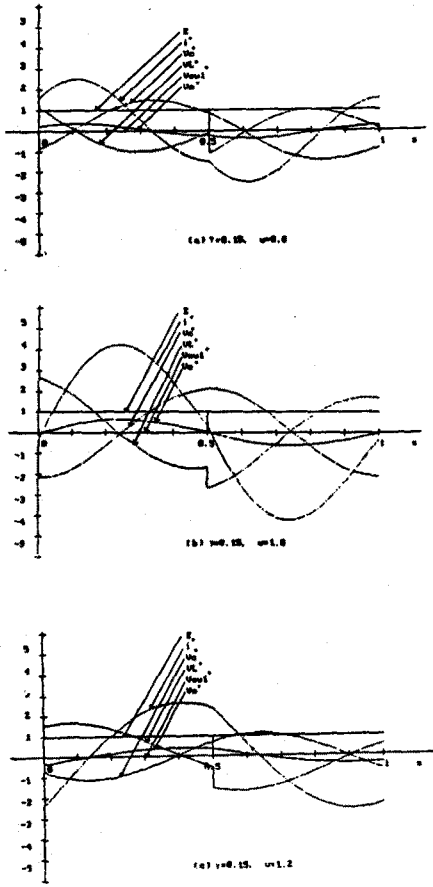


그림 6. 각부 정상동작 파형 예

여기서, $X=e^{-\alpha^2 \text{Cos}\beta/2}$, $Y=e^{-\alpha^2 \text{Sin}\beta/2}$
 그림 6은 정상상태해석 결과에서 얻은 각부의 이온 파형을 나타내고 있다.

IV. 기동과도 응답 특성 평가

$i^*(Z)$ 그리고 $V_c^*(Z)$ 의 기동과도응답 특성을 구하는 경우 각 Mode의 최종치를 다음 Mode의 초기치로 하여 특성을 구하면 된다.

한편 Drive 신호를 발생시키는 H/W 회로의 관제상 switch를 $t=0$ 로부터 시작되는 최초의 Mode가 어떤 시점이 될지는 불분명 하다.

그러나 동작상의 문제점은 없기 때문에 최초 Mode도 $\frac{1}{2}$ 이라는 기간에서 운전된다고 하여도 특성 평가에는 아무런 문제점이 없다.

그림 7 (a) (b) 그리고 (c)는 $r=0.105$, U 를 0.8~1.2로 변화시켰을 때 기동과도시의 회로의 운전상태 특성을 보여주고 있다. 본 회로는 U 의 값에 관계없이 동작 Mode의 변화에도 전류(전압) 값이 발산하는 현상이 일어나지 않고 있어, 기동과도특성은 상당히 안정된 특성을 갖고 있다.

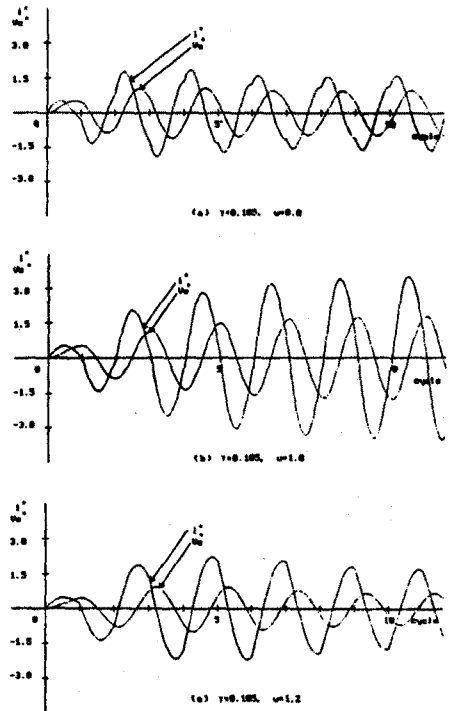


그림 7. 기동과도시의 응답상태

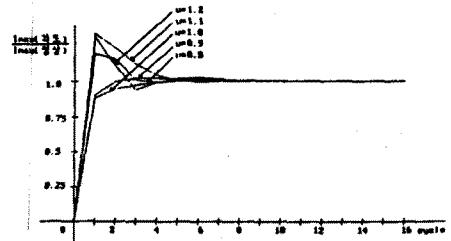


그림 8. 기동과도시의 회로전류 특성도($r=0.105$ 인 경우)

그림 8은 $r=0.105$ 로 되는 일정부하 상태하에서 U 를 Parameter로 하였을때, 시간변화에 따른 Switching 전류의 기동과도특성을 보여주고 있다.

그림에서 알 수 있듯이 과도상태의 각 특성값이 정상상태에서의 특성값보다 그다지 크게 나타나지 않음을 알 수 있고, 각각의 U 에 따라 대략 10~15 cycle 정도에서 정상운전상태로 진입함을 알 수 있으므로 기동과도특성이 안정하다는 것을 증명해 주고 있다.

다시 말하면 Switching 주파수가 100[kHz] (10 μ s) 일때 정상상태에 달하는 시간은 100~150 μ s로 극히 짧은 기동시간 밖에 걸리지 않는것을 의미한다.

V. 정상 특성 평가

그림 9 (a) (b)는 무차원화 진동회로변수 r 에 대한 출력전력 P_o 에 무차원화 값 $P_o^* = P_o/E^2/2\sqrt{LC}$ 그리고 무차원화 제어 주파수 U 와의 관계를 나타내고 있다.

$U \approx 1$ 의 점에 있어서는 어떤 r 의 값에 대하여서도 P_o^* 는 최대 값을 취하고 있으므로 효율을 최대로 하기 위한 전력변환 동작점이 $U \approx 1$ 에서 행하여짐을 알 수 있다.

또 r 가 커짐에 따라 P_o^* 는 적은 값을 나타내고 있는데 이는 진동회로 변수 r 가 계동계수로 크게 작용되므로 Work-coil에 유입되는 진동전류를 억제하여 당연히 P_o^* 는 적게 된다. 따라서 본 회로를 설계시 부하의 상태 항상 검출하여 과부하 또는 중부하에서의 동작을 피하여야만이 최대효율에서 연속운전 시킬수 있음을 의미한다.

그림 10은 $r - I_{max}$ 와의 관계로서 U 를 Parameter로 하며 나타낸 특성이다. r 가 1에 가까워 질수록 I_{max} (Switching 전류의 최대치)는 적게 되는데 이는 비진

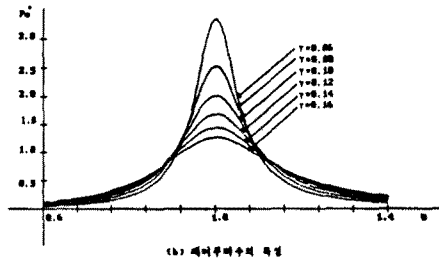
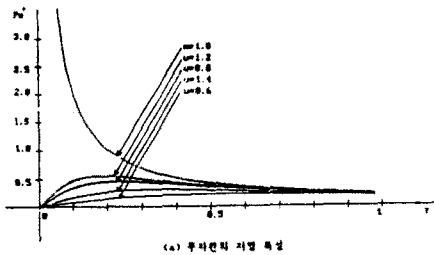


그림 9. 개발 인버터의 출력특성

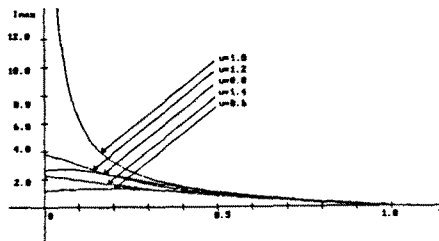


그림 10. Switching 소자의 전류특성

동상태를 나타내므로 중부하임을 의미한다.

또 $U \approx 1$, r 가 적을수록 전류는 증가함을 보여주고 있다.

따라서 r 가 0에 가까워지면 Switching 전류는 급격히 증가 하므로 경부하에 대한 대책이 필요하다.

그림 11은 U 를 parameter로 하였을때 $r - V_{cmax}$ 특성을 보여준다. 이 특성은 회로에 흐르는 부하전류의 적분치로 나타나고, 경부하로 되면 될수록 V_{cmax} 값은 전원전압의 6배이상으로 증가하므로, 회로 설계부하의 범위를 V_{cmax} 값을 고려하여 설정함이 바람직하다.

그림 12. (a), (b)는 r 를 parameter로하여 $I^* - U$ 특성을 보여 주고있다.

$U \approx 1.0$ 에서 $I^*(0)$ 는 영의 값을 가지고, $U < 1$ 일때는 $I^*(0) > 0$, $U > 1$ 일때는 $I^*(0) < 0$ 값을 갖고 있다.

이 특성은 회로의 운전특성이 변화됨을 증명하는 것으로, $U = 1.0$ 에서는 저항성부하특성, $U > 1$ 에서는 유도성 부하특성, $U < 1$ 에서는 용량성 부하특성으로 변화되고 있다.

이와같은 사실은 Thyristor Inverter에서 볼 수 없는 특성으로 운전동작영역의 확장을 의미하고, 본 Inverter에는 상기의 세가지 동작양식이 존재하므로 부하 상태에 따른 회로 보호대책이 용이하게 되며, $U \approx 1$ 의 동작영역을 택하여 운전할 경우에는 Anti-Parallel Diode의 역회복시간에 따른 Arm 단락이 발생하지 않으므로 H/W에서 상당히 손쉽게 다룰 수 있는 장점이 나오게 된다. 특히 $U=1$ 인 동작점을 선택 할 경우는 그림 9 (a)(b)에서도 설명한 바와 같이 Switching 손실이 거의 영에 가까워지므로 변환효율을 증가시키는 결과로 된다.

그림 13은 r 를 parameter로 하여 Antiparallel Diode의 도통시간 $Z_c - U$ 특성을 나타내고 있다.

$U \approx 1.0$ 을 중심으로 좌측은 본 Inverter에 있어서 (S_1, S_2)를 자기소호형 소자대신에 Thyristor를 사용할 경우 회로의 역 bias시간을 나타내고, 우측은 Anti-Parallel의 diode를 통해서 진원으로 되돌아 가는 무효에너지의 최저시간을 나타내고 있다.

그림에서 알 수 있듯이 $U=0.5$ 에서는 어떤 제어된 동변수 r 에 대해서도 Z_c 가 0.25로 되는데 이는 반주기에 있어서 S_1 의 도통시간이 0.5일때는 $Z_c=0$ 로되고, 또 $Z_c=0.5$ 일때는 S_1 의 도통시간은 영으로 되어지므로, $U=0.5$ 에서는 어떤 r 에 있어서도 $Z_c=0.25$ 로 되지 않으면 안된다.

바꾸어 말하면 Switching 주파수가 50kHz이고, 회로의 고유 주파수가 100kHz라면 ($U=0.5$), Z_c 가 10 μs 로 되고, 역으로 Switching 주파수가 100kHz이고, 회로의 고유 주파수가 50kHz라면 ($U=1.5$) 무효분처리 시간이 약 10 μs 를 의미한다.

이 특성은 본 회로를 실제장치에 응용할 경우 안정동작 영역의 범위에서 최대전력을 전달시키기 위한 제어회로 설계시 중요한 설계자료가 된다.

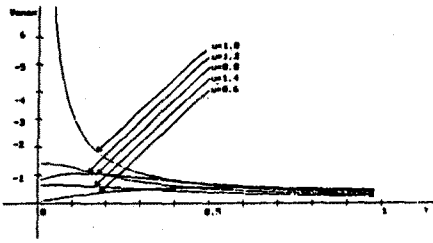
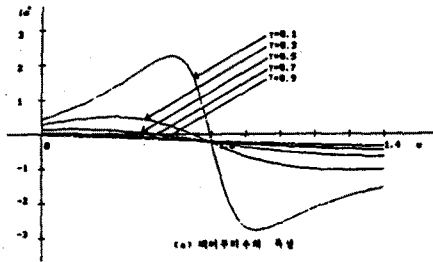
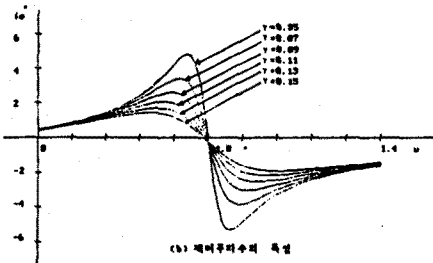


그림 11. 공진형 Condenser의 최대전압 특성



(a) 레이부수의 특성



(b) 레이부수의 특성

그림 12. 회로의 초기전류 특성

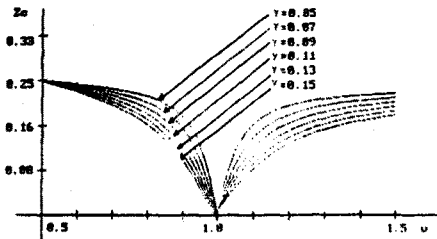


그림 13. 회로의 역 Bias 시간특성

〈參考文獻〉

- 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, No. 3, pp. 168-176, June (1976).
- 4) E.B.G Nijhof : "The Series Resonant Power Supply and Its Control Circuitry", PCI/MOTORCON, Proceedings, pp. 88-104, September (1983).
- 5) Kim Young Seok : "Characteristics and Starting Method of a Cycloconverter with a Tank Circuit for Induction Heating", IEEE FESC '86 pp. 301-310 (1986).
- 6) Kim Donghee : "New Resonance Voltage/Current Phasor Contri-Based High-Frequency Inverters Using SIT", SATEC '86, No. 2-2, Power Electronics Conference, 10 (1986).
- 7) Yoo Dongwook : "Hybrid형 고주파 인버터의 특성 해석", 전기·전자 학술대회 논문집, pp. 113~116 (1988. 7).

VII. 결 론

본 연구는 최근 주목을 받고 있는 고주파 인버터에 관한 기초연구로 각종 전열공업에 이용되는 유도가 열용 전원인 VVVF 제어형 고주파 인버터의 한 형식에 관해서 논했다. 회로설계를 위한 기초자료를 도출하기 위해 무차원화 제어 Parameter를 도입하여 회로 해석결과를 범용성 있게 기술하였다.