

SCR Inverter 高周波誘導加熱裝置의 最適設計에 關한 研究

(Optimum Design of SCR Inverter for High-Frequency Induction Heating)

朴 聖 圭·金 周 弘*·張 在 明·金 裕 松

(Park, Seong Kyu. Kim, Joo Hong. Jang, Jae Myoung and Kim, Yoo Song)

要 約

本論文은 高周波誘導加熱電源으로 注目을 끌고있는 SCR inverter의 實用的인 設計에 關한 것이다. 時間的으로 變化하는 負荷에 對하여, 周波數制御方式에 依하여 出力과 力率을 一定하게 維持하도록 設計하여, 그特性을 測定檢討한바, 滿足스러운 結果를 얻었다. 試作試驗한 inverter 約 3(KHz), 3(KW)의 것이 었다.

Abstract

This paper describes the practical design of a SCR inverter which is supposed to be very much suitable for high frequency induction heating power source. In this design an optimum control technique was applied to maintain constant output power and constant power factor to various heating load by the use of frequency control. Some appreciable characteristics was obtained for some design guide of large industrial heating power sources by the test of the 3KHz, 3KW inverter which was designed in this study.

1. 序 論

誘導加熱裝置 또는 熔解爐 등의 電源으로 電力密度가 크게 要求되는 境遇에는 高周波가 有利하므로 各種 高周波電源이 많이 利用되고 있다. 500[Hz]~10[KHz] 範圍에서는 回轉形의 電動發電機보다 靜止形인 SCR에 依한 Inverter가 많이 開發利用단계에 達하였으며, 後者는 電壓變動率, 變換效率, 保守의 簡便, 壽命 등의 觀點에서, 他形보다 優秀한 點이 많으며 最近에는 出力의 制御와 運轉의 安定을 爲한 많은 改良된 回路가 開發되고, 實用化되고 있다. SCR inverter는 固體回路素子에 依한 靜止 形이므로 小形이고, 變換效率도, 回轉形은 約 85% 效率인데 對하여, 90% 以上이다. 電壓, 周波數 등의 調整이 容易하고, 最近에는 約 700 [kW] 程度의 大容量도 製作이 可能하게 되고 있다. 現在, 誘導加熱用電源으로는 500~3,000[Hz] 程度의 것이 가장 많이 使用되고 있으며, 鑄鐵熔解用, 熱加工用, 熱處理用, 特히 表面硬化 등에 널리 利用되고 있

으며 半導體의 性能向上과 周邊回路의 發達과 더불어 周波數와 容量範圍는 더욱 넓어지고, 多樣한 inverter가 開發途에 있으며, 高周波의 電力應用分野에서 重要な 役割이 豫想된다. 本研究에서는 高周波誘導加熱에 가장 適合한 電源으로서 誘導加熱負荷特性의 變化에 對한 最適制御가 可能한 SCR inverter를 다음의 條件을 考慮하여 設計試作한 後, 그 特性을 計測하고 檢討하였다.

- 1) 加熱과 더불어 變化하는 負荷에 最適의 電力을 供給할 수 있을 것.
- 2) 負荷의 種類 및 加熱條件에 適合하도록 出力電壓 및 周波數를 어떤 範圍內에서 選定할 수 있을 것.
- 3) 轉流失敗의 事故에 對備하여 安全機能을 具備할 것.

2. Inverter의 回路設計

本研究에서의 inverter는 順變換部(converter), 逆變換部(inverter), 制御部(control part)로 構成되고, 그 블럭線圖는 그림 1과 같다.

- 1) 順變換部는 그림 2와 같은 220[V] 3相電力을

* 正會員, 東國大學校 工科學

接受日字: 1977年 2月 9日

人力으로 하여, SR와 SCR를 素子로하는 3相全波整
流方式에 依한 混成부리지回로를 擇하였고, 그 게이트
回로는 펄스를 同時에 各相의 SCR의 게이트에 걸어,

가장 높은 電壓을 가지는 相의 SCR가 動作하는 方式
을 取하여, 게이트回路的 構成을 簡素化하였고, 順變
換部의 出力直流電壓은 25~100% 調整할수있도록 UJ
T에 依한 位相制御方式을 取하였다. 無負荷直流 E_d 電
壓 E_d 는

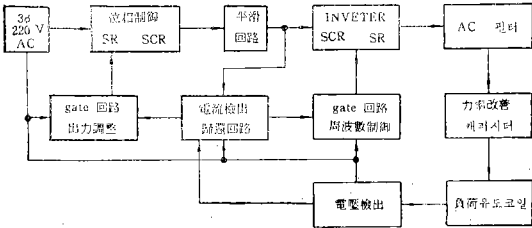


그림 1. 블럭線圖
Fig. 1. Block diagram of the inverter

$$E_d = \frac{\sqrt{2}}{\pi} E_s \int_{-\pi/3}^{\pi/3} \cos\theta d\theta + \frac{\sqrt{2}}{\pi} E_s \int_{-\pi/3+\alpha}^{\pi/3+\alpha} \cos\theta d\theta$$

$$= \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} E_s (1 + \cos\alpha) \dots\dots\dots (1)$$

이다.
여기서, E_s 는 入力電壓이고, α 는 點弧角이다. $E_s = \frac{220}{\sqrt{3}}$ [V]를 式(1)에 代入하여, E_d 는 다음과 같게
된다.

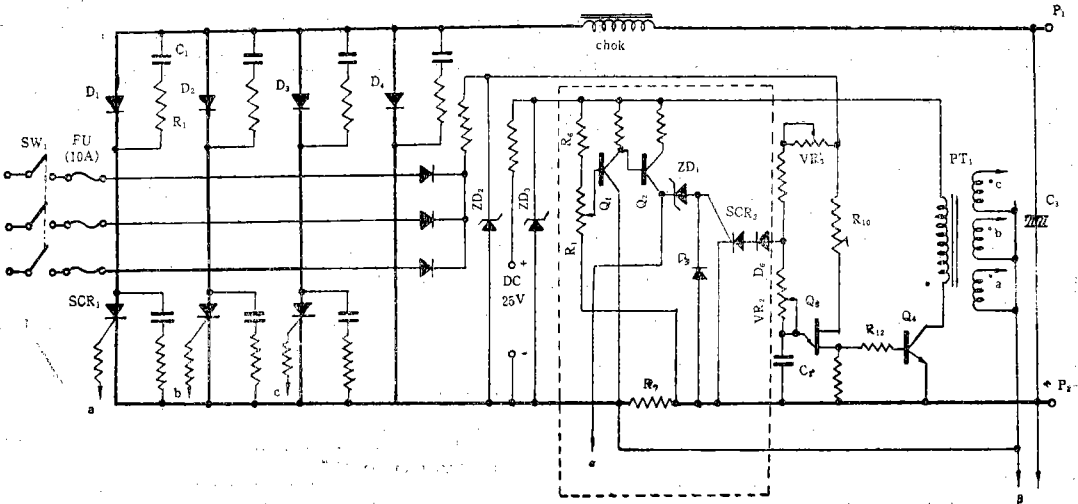


그림 2. 混成 부리지 整流回로
Fig. 2. Compound bridge type octifier circuit

$$E_d = 146.5(1 + \cos\alpha) \dots\dots\dots (2)$$

따라서, 最大無負荷電壓은 約 293[V]로 計算된다.
또, 다이오드를 添加하여, 制御角이 180° 附近인 경
우 轉流失敗가 일어나지 않도록 하였다.

2) Inverter는 保護가 容易하고, 動作이 安定하며
負荷變動에 對한 制御의 感應度를 크게 하기 爲하여
Mc Murray 改良形을 若干 變形한 부리지形 並列自動
他制形을 擇하고, 歸還다이오드에 依하여 負荷의 無
効電力을 電源에 歸還시킬 수 있게 하였다. 뿐만 아니
라, 出力電壓을 直流電源電壓以下로 制限하는 同時에
廣範圍한 力率의 負荷에 對하여서도 安定된 動作을 하
고, 輕負荷時에도 素子の 걸리는 電壓의 異常上昇을 防
止하도록 하였으며, 또, 強制轉流에 依한 矩形波出力을
억도록 하였다. 主要한 回路定數의 決定에 있어서는,

inverter의 等價回로는 L-C直列回로로, 誘導加熱負荷
를 誘導性 L-R直列回로로 보던, 轉流回로의 轉開時
間(turn off time) t_o 는 다음과 같이 解釋된다.

$$E = L \frac{di}{dt} - \frac{E}{1-n} + \int_0^{t-I_0} \frac{I_0}{C} dt \dots\dots\dots (3)$$

여기서 I_0 은 誘導 L에 흐르는 電流의 初期值이고, $-\frac{E}{1-n}$
는 容量 C의 初期電壓을 意味하며, n은 歸還다이
오드의 變流器의 卷線比를 意味한다. 式(3)을 풀어서

$$i(t) = \frac{E}{\omega L} \left(\frac{2-n}{1-n} \right) \sin\omega t + I_0 \dots\dots\dots (4)$$

을 얻는다.

여기서, $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 이다. 式(4)로 부터

$$\left\{ \begin{aligned} t^c &= \frac{\pi}{2\omega} = \frac{\pi}{2} \sqrt{LC} \dots\dots\dots (5) \\ I_{\max} &= I_0 + E \left(\frac{2-n}{1-n} \right) \sqrt{\frac{C}{L}} \end{aligned} \right.$$

의 관제을 연계된다. inverter部の 回路圖는 그림 4와 같다.

3) 制御 및 保護回路는 混合부리지 整流部에서 供給

되는 直流電流에 依하여 그림 2의 R₇에 生기는 電壓降 下로 檢出하여, 이것을 그림 3의 β~+P 端子에 供給 하고, UJT₂의 에미터電流의 增加가 inverter 게이트 펄스의 周波數의 減小을 일으키게하므로, 電力을 制御 하도록 되어있어, 그림 5의 VR는 電力制御器로 作用 하게된다. 한편, 負荷의 端子電壓이 그림 5의 最高值에

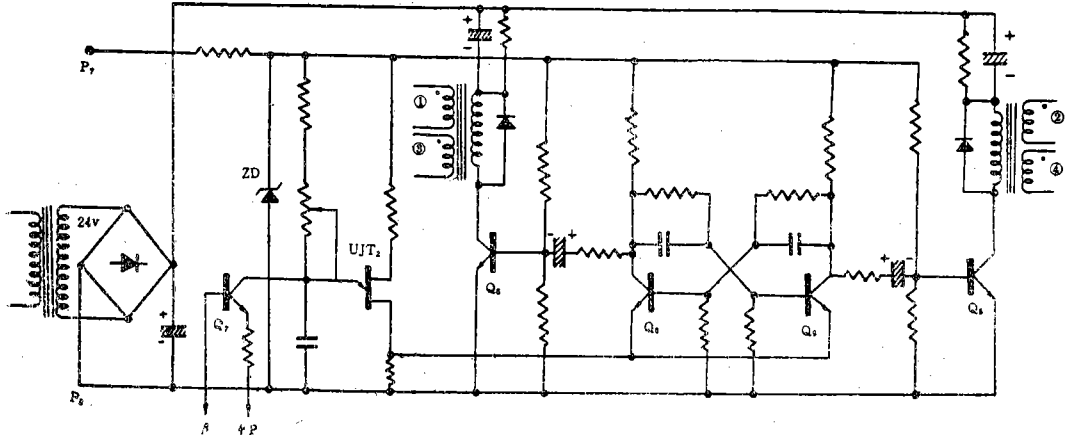


그림 3. inverter 게이트 回路圖
Fig. 3. Inverter gate circuit diagram

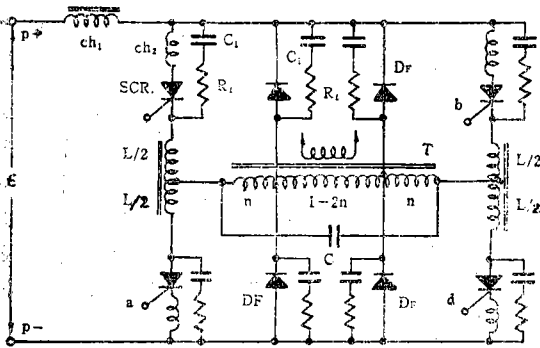


그림 4. inverter 主回路
Fig. 4. Inverter circuit diagram

달하면, 다시 下降하므로, 이를 制限하여 一定值를 넘지 않게 하기 爲하여 그림 3과 같이 負荷端子電壓을 檢出하여 그림 2의 α~+P 端子에 供給하므로, SCR₂를 動作시켜, 부리지 整流回路의 게이트信號을 中斷케 하여 出力을 遮斷하도록 하였다. 또, inverter의 轉流失敗 또는 其他의 原因에 依한 過電流에 對한 保護回路는 그림 2의 點線內와 같이 構成하였다. 또, R₇의 端子電壓으로 直流電流를 檢出하고, 이를 Q₁, Q₂에 依해 增加한 後, ZD의 破斷電壓을 넘는 境遇에는 SCR₂가

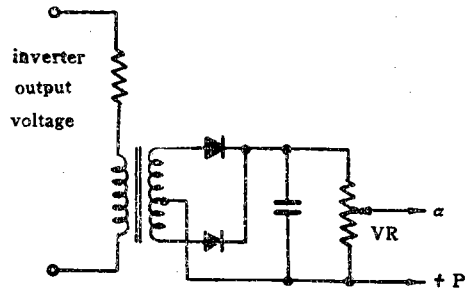


그림 5. inverter 出力電壓 檢出回路
Fig. 5. Inverter output voltage detection circuit

動作하여 UJT₂의 動作을 停止시켜, 全裝置을 停止시키는 方式을 取하였다. 測定結果 R₇의 端子電壓은 下限이 0.1 [V]이며 2[m sec] 以內로 正確히 動作하여 SCR等의 半導體素子의 保護回路로서 適合함을 立證하였다. 또, SCR과 SR에 時定數 10[μsec]의 C, R直列回路를 並列로 接續하여 dV/dt를 制限하고, 8[μH]의 인덕터를 SCR에 直列로 接續하여 di/dt를 制限하였다.

3. 誘導加熱負荷의 特性과 制御原理

誘導加熱負荷는 大略 그림 6의 點線內와 같이 抵抗 R와 인덕턴스 L의 直列回路로 볼수 있다. 그림에서

C는 力率改善用 커패시터 이며, 인덕턴스 L_1 과 C가 矩形波를 正弦波에 가깝게 해주는 一種의 濾波器作用도 하도록 되어있다. 그림에서 端子 a-b에서의 電壓 및 임피던스를 E_{ab} , Z_{ab} , b-c 端子에서의 電壓, 임

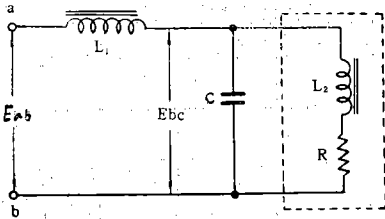


그림 6. 誘導性 負荷의 等價回路
Fig. 6. Equivalent circuit of an inductive load

피던스를 E_{bc} , Z_{bc} 라 하면

$$Z_{bc} = \frac{1}{j\omega C + \frac{1}{R + j\omega L_2}} = \frac{R(1 - \omega^2 CL_2) + \omega^2 CL_2 R + j\omega[L_2(1 - \omega^2 CL_2) - CR^2]}{\omega^2 C^2 R^2} = R_e(\omega) + jX_e(\omega) \dots (6)$$

이다. 이 회로의 共振周波數 ω_0 는 共振條件 $X_e(\omega) = 0$ 에 의하여 $\omega_0 = \omega_1 \sqrt{1 - \frac{CR^2}{L_2}}$, $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{CL_2}}$

이 되고, 式(6)에서 共振時的 임피던스 Z_{bc0} 는

$$Z_{bc0} = \frac{R^2 + \left(\frac{\omega_0}{\omega_1}\right)^2}{1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega_1}\right)^2} \dots (7)$$

이 된다. Z_{bc} 를 ω_0 에 對하여, 線形化하면

$$\Delta Z_{bc} = \left. \frac{\partial Z_{bc}}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} d\omega = \left. \frac{\partial R_e(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} d\omega + \left. \frac{\partial X_e(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} d\omega \dots (8)$$

이다. $d\omega \dots$ 여기서,

$$\left. \frac{\partial R_e(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} = K_1 = \frac{2\omega_0 L_2^2 [R^2(L_2^2 - L_2 + 1) + \omega_0^2 L_2^3]}{CR(R^2 + \omega_0^2 L_2^2)^2} (2L_2 - 1) \dots (9)$$

$$\left. \frac{\partial X_e(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} = -K_2 = -\frac{2L_2^2 \omega_0^2}{R^2(L_2^2 + \omega_0^2)} \dots (10)$$

$$\Delta Z_{bc} = (K_1 - jK_2) d\omega \dots (11)$$

인는다.

式(11)에서 恒等的으로 $K_2 > 0$ 이므로, $\omega > \omega_0$ 에서는 $X_e(\omega) < 0$ 가 成立하여 커패시턴스로 作用한다.

따라

$$E_{bc} = \frac{E_{ab}(Re - jXe)}{Re + j(\omega L - Xe)} \dots (12)$$

이고, $|Xe|$ 가 增加함에 따라, ω 가 ω_0 보다 클때는, E_{bc} 는 增加한다. 卽, $|E_{bc}|$ 가 增加하고, bc 端에서 供

給되는 電力 P_{bc} 는

$$P_{bc} = \frac{E_{aa}^2 Re}{Re^2 + (\omega L_1 - Xe)^2} \dots (13)$$

으로된다, $\omega L_1 = Xe$ 일때 P_{bc} 는 最大值에 達하며, 그림 7과 같은 曲線이 된다. 큰 出力을 供給하려면 共振周波數 ω_0 보다 큰 周波數를 發生시켜야 한다. 負荷가 強磁性體인 경우는 比透磁率 μ_s 가 Curie 點을 넘으면, $\mu_s \approx 1$ 이 되어 인덕턴스 L_2 가 Curie 點을 넘을때 急變하여, 約 1/2로 減小한다. 따라서, 이 範圍에서는 共振周波數는 約 $\sqrt{2}$ 倍로 增加한다. 出力曲線이 ω 가 큰쪽으로 移動하게 되고, 그림에서 만약 ω_{01} 에 周波數가 固定되

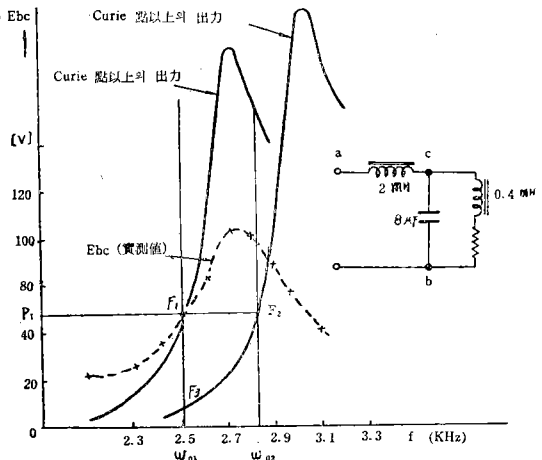


그림 7. 出力電力 特性曲線
Fig. 7. Output power characteristics

어 있으면 出力은 F_1 點에서 F_3 點으로 減小하게 되므로, 一定한 出力 P_1 을 供給하려면, F_2 點에 오도록 發振周波數를 增加시켜야 한다. 負荷의 電氣的 特性의 變化에 수반하는 出力의 變化를 防止하도록 周波數를 制御하여, 一定出力으로 運轉할수 있도록, inverter의 發振周波數를 設定된 出力에 適應시켜, 自動的으로 制御하여 最適運轉을 期함을 制御目標로 하였다.

4. 試作과 實驗

그림 2부터 그림 5까지의 回路를 그림 1의 블록線圖에 의하여 裝置를 構成하여 出力 3[KHz], 3[kW]의 SCR inverter를 實現시켰다. 主 inverter 回路인 그림 4에서 主 SCR에는 轉開時間 15[μsec]의 NEC 20SS-6S, 60[V], 20[A]를 使用하였으며 轉流 Reactor $L/2$ 는 500[μH]를, C는 8[μF], 600[V]를, 歸還다이오우드 D_F 는 20[A], 800[V]를 使用하였다. 出力 및 歸還作用을 하는 變壓器 T는 入力 300[V], 出力 60[V]로 하였으며, 그림 6과 같은 負荷回路를 形成하였다. 부 리지 整流器의 出力인 直流電壓은 80~280[V]까지 調

節可能하며 inverter의 出力電壓은 並列矩形波 inverter의 特徵에 따라 거의 入力直流電壓과 같았다. 試作한 inverter의 抵抗負荷에 對한 周波數特性은 그림 8과 같이 1~3[KHz]內에서는 平滑하고 500[Hz]以下에서는 轉流失敗를 일으키고, 3[KHz]를 넘으면 入力

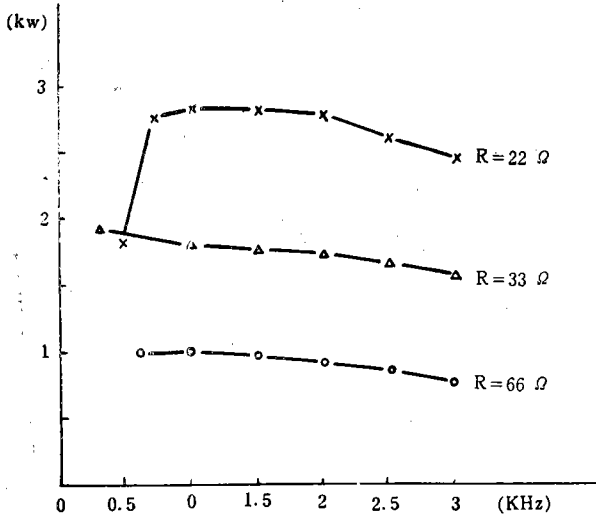


그림 8. inverter의 抵抗負荷 對 周波數特性
Fig. 8. Frequency characteristics VS, resistive load

直流電流가 急增하여 動作이 不安定함을 알게 되었다. 3[kW] 程度의 出力은 自然冷却方式으로 充分하나 歸還다이오우드 D_F 의 電力容量은 輕負荷, 高周波에서 損失이 크므로, inverter의 SCR와 同等한 電力容量이 必要하다. 直流의 濾波回路는 充分한 容量을 가져야 한다. 부리지整流裝置의 電壓을 制御하여 알게하고 inverter의 出力을 크게한 경우, 脈動이 커서 轉流失敗의 原因이되고 動作이 不安定한 要因이 됨을 實驗에서 立證되었다. 사진 1은 試作한 裝置로써 左下部가 混合부리지 整流裝置이고, 右下部는 inverter, 右側負荷

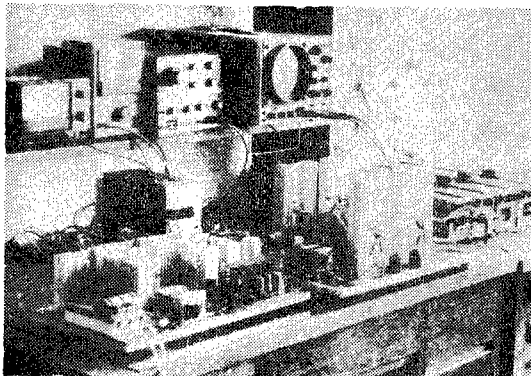


사진 1. inverter와 測定機器
photo. 1. Inverter and measuring apparatus

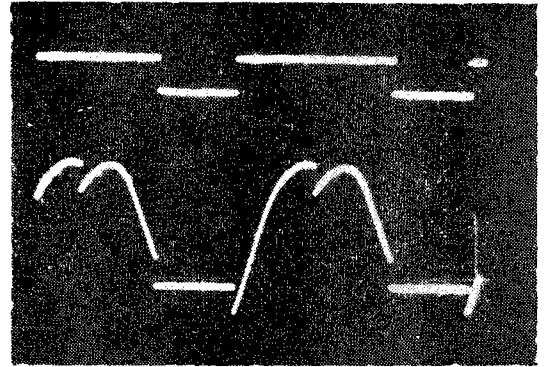


사진 2. 整流部 SCR(上)과 게이트(下)의 電壓波形
photo. 2. Voltage wave forms of SCR (upper) and gates (lower)

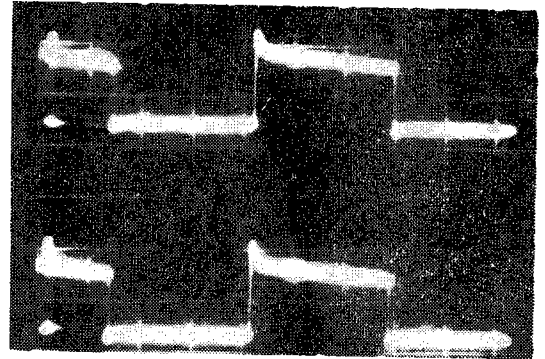


사진 3. inverter 게이트 電壓波形
photo. 3. Voltage wave forms of inverter gates

회로의 上部는 測定機器이다. 사진 2는 混合부리지 SCR의 端子電壓과 그 게이트 電壓의 波形이고 사진 3은 inverter의 出力波形이다. 이는 周波數 및 負荷에 따라 약간 變化된다. 또, 誘導負荷를 變化시켰을때 出力變動은 5[%]以內로 制御되었고 周波數의 調節範圍는 20[KHz]~27[KHz]로 범위에서 變化하였다. 周波數制御를 하지 않았을때는, 負荷特性變動으로 因하여 被加熱體는 Curie 點을 넘어 設定値의 50%로 減小되지만, 이制御方式에 의하여 數[%]以內로 維持됨을 알게 되었다.

5. 結 論

本研究에서 設計實驗한 inverter는 波形을 別로 重要視하지 않은 誘導加熱電源用으로써 出力을 周波度로 制御한 方式을 갖인 並列矩形부리지 inverter는, 變動하는 負荷에 對하여 動作이 安定되고, 出力變動에, 大한 適應度가 크고 實用性이 많았음을 알게 되었다. 測定한 結果는 높은 周波數에서는 轉流損失이 크고 不安定하나, 3[KHz] 以下에서는 大端히 安定된 動作을 하였 다. 負荷의 重量이 甚한 場合에도 周波數制御方式을 擇

하는 境遇에는 出力을 數[%]以內로 自動調節할수있으며 이方式은 充分한 實用性이 있다고 본다. 本制御를 위한 周波數變化範圍는 $\pm 50\%$ 이던 充分하나, 甚한 輕負荷나 過負荷에서는 轉流失敗等으로 動作의 不安定을 나타낸다. 本研究에서 取한 負電流遮斷을 爲한 保護回路는 大端히 잘 動作하여 半導體素子の 保護에 充分한 效果가 있었다.

끝으로, 本研究에 共同參與하였든 故 朴聖圭教授에게 研究員 一同은 깊은 哀悼를 들입니다. 本研究는 文敎部 研究造成費에 依해 遂行되었다.

參 考 文 獻

1. 森田幹夫, "誘導爐와 電氣制御裝置" 電氣雜誌 OH M, 1967年 6月號, pp. 29~34.
2. 林 順雄, "3 相사이라스터制御에 依한 誘導電動機의 特性解析, Oct, 日本電氣學會 論文誌, 1972, pp. 46~55.
3. William McMurray, "a Power Converter Using a High-Frequency Link", IEEE Transaction, Vol. 1GA-7, No.4, July. 1971. pp.451~457
4. G. N. Revankar and S. A. Gadog, "A High-Frequency Bridge Inverter with Series-Parallel Compensated load", IEEE transaction, Vol. IECI-21, No.1, July, 1973, pp.18~21
5. J. G. Truxal, "Control System Synthesis", McGraw Hill, 1955, pp. 454~477.
6. 朴 松 培, 廣帶域인피이던스 整合用不均一傳送線路의 最適設計, 電子工學會誌, 第11卷 第6號, 1974年 12月.