

直列인버터 出力波形的 調和分析

(Fourier Analysis of Output Waveform of a Series Inverter)

李 永 根*
(Lee, Yung Kun)

金 宗 勳**
(Kim, Zong Hun)

要 約

直列 Inverter 回路에 대해서 定常狀態에서의 動作을 解析하여 出力波형을 調和分析하였다.

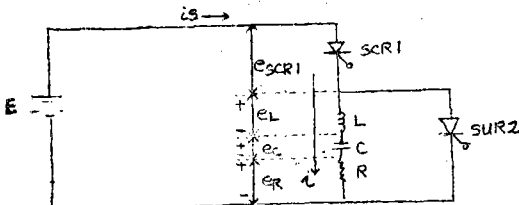
適當한 조건下에서는 出力波형은 正弦波에 가깝고 奇數次的 高調波만을 포함하고 있으며 基本波와 高調波와의 相對的크기는 回路의 "Q"에 關係하는 간단한 式으로 표시됨을 나타였다.

ABSTRACT

A Series Inverter circuit is analyzed and Fourier analysis is applied to its output waveform. It is proved that under the optimum condition the Output is nearly sinusoidal wave which contains only odd harmonic Components and the relative amplitude of the hramonic components are expressed with very simple formula which contain only "Q" of the circuit as a parameter.

[1] 序 論

直列 Inverter란 보통 直列 LC共振回路로서 轉流시키는 方式을 말한다. 기본적 直列 Inverter에서는 制御整流素子(SCR)가 TURN-ON하면 共振回路 負荷 및 SCR을 통해서 回路의 共振周波數로서 결정되는 puls狀의 電流가 흐른다 여기서는 한 直列 Inverter(그림 1)의 定常狀態에서의 電壓과 電流를 解析하여 그 出力波형을



<그림 1> 直列 INVERTER

Fourier分析하여 歪率을 求하려 한다. 이 解析에서는 SCR의 Turn-on Time, Turn-off Time 및 保持電流등을 무시하였으며 SCR을 理想的의 整流素子로 取扱한다.

[2] 回路의 解析

(i) $0 < t < T/2$ 에서의 解

그림 1의 回路의 動作은 回路의 微分方程式을 풀면 解析할 수 있다. SCR 1이 ON이며 SCR 2가 OFF되는 半週期($0 < t < T/2$)에 대해서 回路의 基本式은 다음과 같이 된다.

$$E = Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i dt + e_c(0+) \dots (1)$$

여기서 $e_c(0+)$ 은 $t=0$ 에서의 轉流콘덴서 C의 電壓이다. 이 式을 라플라스變換하면

$$\frac{E}{S} = \left(R + SL + \frac{1}{SC} \right) I(s) - Li(0+) + \frac{e_c(0+)}{S} \dots (2)$$

여기서 $i(0+)$ 은 $t=0$ 에서의 電流이다. 이것을 $I(s)$ 에 대하여 풀면

*漢陽工大 電子工學科
Dept. of Electronics, Han Yang Univ
**漢陽工大 原子力工學科
Dept. of Atomic Eng., Han Yang Univ.

$$I(s) = \frac{\frac{E}{S} + Li(0+) - \frac{e_c(0+)}{S}}{R + SL + \frac{1}{SC}} = \frac{\frac{E - e_c(0+)}{L} + Si(0+)}{S^2 + \frac{R}{L}S + \frac{1}{LC}} \dots\dots\dots(3)$$

그림 1의 回路가 올바르게 動作하려면 各 SCR의 電流는 導電期間의 마지막 시간에 零으로 되어 있어야 한다. 따라서 (3)式에서 $i(0+) = 0$ 으로 하여

$$I(s) = \frac{\frac{E - e_c(0+)}{L}}{\left(S + \frac{1}{2L}\right)^2 + \left(\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}\right)} \dots\dots\dots(4)$$

이것을 逆變換하여

$$i(t) = \frac{\frac{E - e_c(0+)}{L}}{\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}} e^{-\frac{Rt}{2L}} \sin \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} t \dots\dots\dots(5)$$

負荷 R가 아주 적어서 $R \ll L$ 가 成立되는 경우에는

$$i(t) = \frac{\frac{E - e_c(0+)}{L}}{\sqrt{\frac{1}{LC}}} \sin \sqrt{\frac{1}{LC}} t \dots\dots\dots(6)$$

이며 周波數가 $1/2\pi\sqrt{LC}$ 의 正弦波로 된다. 인덕터 L 및 콘덴서 C의 端子電壓 e_L 및 e_c 는 各

$$\left. \begin{aligned} e_L &= L \frac{di}{dt} \\ e_c &= E - e_L - Ri \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(7)$$

에서 求解될 수 있다. (5)式의 $i(t)$ 를 넣어서 계산하면 다음과 같이 된다.

$$e_L = [E - e_c(0+)] e^{-\frac{Rt}{2L}} \left\{ \cos \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} t - \frac{\sin \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} t}{\sqrt{\frac{4L}{R^2C} - 1}} \right\} \dots\dots\dots(8)$$

$$e_c = E - [E - e_c(0+)] e^{-\frac{R}{2L} t}$$

$$\left\{ \cos \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} t + \frac{\sin \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} t}{\sqrt{\frac{4L}{R^2C} - 1}} \right\} \dots\dots\dots(9)$$

(ii) $\frac{T}{2} \leq t < T$ 에서의 解

다음에 SCR₂가 on이며 SCR₁이 OFF되는 半週期의 期間($\frac{T}{2} \leq t < T$)에 대해서 考察하겠다. 이 期間에서의 回路의 基本式은 다음과 같이 된다.

$$0 = L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int_{\frac{T}{2}}^t idt + e_c(T/2+) + Ri \dots\dots\dots(10)$$

여기서 $e_c(T/2+)$ 는 $t = \frac{T}{2}$ 에서의 콘덴서의 電壓이다. 이 式을 풀면 解를 얻을 수 있으나(10)式의 基本式을 (1)式과 比較하면, 지금까지 結果에서 곧 解를 알 수 있을 것이다. 即 (5), (8) (9)式에서, $E=0$ 로 하고 또 t 를 $t - T/2$ 로, $e_c(0+)$ 를 $e_c(T/2+)$ 로 바꾸면 된다. 따라서 이 期間에서의 解는 다음과 같이 된다.

$$i(t) = \frac{-\frac{e_c(T/2+)}{L} - \frac{R}{2L}(t - T/2)}{\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}} e^{-\frac{R}{2L}(t - T/2)} \sin \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}(t - T/2) \dots\dots\dots(11)$$

$$e_L = -e_c(T/2+) e^{-\frac{R}{2L}(T - t/2)} \left\{ \cos \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}(t - T/2) - \frac{\sin \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}(t - T/2)}{\sqrt{\frac{4L}{R^2C} - 1}} \right\} \dots\dots\dots(12)$$

$$e_c = e_c(T/2+) e^{-\frac{R}{2L}(t - T/2)} \left\{ \cos \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}(t - T/2) + \frac{\sin \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}(t - T/2)}{\sqrt{\frac{4L}{R^2C} - 1}} \right\} \dots\dots\dots(13)$$

(iii) 定常狀態에서의 解

그림 1의 回路에서는 各半週期の 마지막에는 적어도 SCR의 回復時間만큼은 電流가 零으로 되어 있어야 한다. 따라서 gate信號의 週期를 回路의 共振周波數 $\left(\frac{1}{2\pi\sqrt{LC-\frac{R^2}{4L^2}}}\right)$ 의 週期보다 적게 해서는 안된다. 또 gate信號의 週期가 回路의 週期보다 크면 半週期마다 電流가 零으로 되는 時間이 생기며 出力이 減少할 뿐만 아니라 켜그러짐이 增大한다. 그러므로 두 週期를 똑같이 하는 것이 가장 좋은 動作을 期待할 수 있을 것이다. 그러므로 이러한 最適狀態에서의 定常解를 求하기로 하였다. 이 狀態에서 다음 式이 成立됨은 明白하다.

$$T = \frac{1}{f} = \frac{2\pi}{\omega} = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}} \dots\dots\dots (14)$$

定常狀態에서는 (9)式에서 $t=T/2$ 로 해서 얻어지는 값이 $e_L(T/2+)$ 와 같아야 한다. 따라서

$$E + (E - e_c(0+))e^{-\frac{R}{2L}\frac{T}{2}} = e_c(T/2+) \dots\dots\dots (15)$$

이 成立되어야 한다.

마찬가지로 (13)式에서 $t=T$ 로 한 것은 $e_c(0+)$ 와 같아야 한다. 따라서

$$-e_c(T/2+)e^{-\frac{R}{2L}\frac{T}{2}} = e_c(0+) \dots\dots\dots (16)$$

(15)式과 (16)式은 未知의 初期電壓 $e_c(0+)$ 와 $e_c(T/2+)$ 에 대한 두개의 關係式을 준다. 이 式을 풀면, $e_c(0+)$ 와 $e_c(T/2+)$ 가 決定될 수 있다. 卽

$$\left. \begin{aligned} e_c(0+) &= E \frac{1+e^{-\frac{R}{2L}\frac{T}{2}}}{1-e^{-\frac{R}{L}\frac{T}{2}}} \\ e_c(T/2+) &= E \frac{1+e^{-\frac{R}{2L}\frac{T}{2}}}{1-e^{-\frac{R}{L}\frac{T}{2}}} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (17)$$

(17)式을 (5), (8), (9) 및 (11), (12), (13)式에 넣으면 定常狀態에서의 解를 얻게 된다.

卽, $0 \leq t \leq T/2$ 에서는

$$i(t) = \frac{E \frac{1+e^{-\frac{R}{2L}\frac{T}{2}}}{1-e^{-\frac{R}{L}\frac{T}{2}}} - \frac{R}{2L}t}{L \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}} e^{-\frac{R}{2L}t} \sin \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}t \dots\dots\dots (18)$$

$$e_L(t) = E \frac{1+e^{-\frac{R}{2L}\frac{T}{2}}}{1-e^{-\frac{R}{L}\frac{T}{2}}} e^{-\frac{R}{2L}t} \left[\cos \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}t - \frac{\sin \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}t}{\sqrt{\frac{4L}{R^2C} - 1}} \right] \dots\dots\dots (19)$$

$$e_c(t) = E - E \frac{1+e^{-\frac{R}{2L}\frac{T}{2}}}{1-e^{-\frac{R}{L}\frac{T}{2}}} e^{-\frac{R}{2L}t} \left[\cos \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}t + \frac{\sin \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}t}{\sqrt{\frac{4L}{R^2C} - 1}} \right] \dots\dots\dots (20)$$

$\frac{T}{2} \leq t \leq T$ 에서는

$$i(t) = \frac{-E \frac{1+e^{-\frac{R}{2L}\frac{T}{2}}}{1-e^{-\frac{R}{L}\frac{T}{2}}} - \frac{R}{2L}(t-T/2)}{L \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}} e^{-\frac{R}{2L}(t-T/2)} \sin \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}(t - \frac{T}{2}) \dots\dots\dots (21)$$

$$e_L(t) = -E \frac{1+e^{-\frac{R}{2L}\frac{T}{2}}}{1-e^{-\frac{R}{L}\frac{T}{2}}} e^{-\frac{R}{2L}(t-T/2)} \left[\cos \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}(t - \frac{T}{2}) - \frac{\sin \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}(t - \frac{T}{2})}{\sqrt{\frac{4L}{R^2C} - 1}} \right] \dots\dots\dots (22)$$

$$e_c(t) = E \frac{1 + e^{-\frac{R}{2L} \frac{T}{2}}}{1 - e^{-\frac{R}{L} \frac{T}{2}}} e^{-\frac{R}{2L} (t - \frac{T}{2})} \left[\cos \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} (t - \frac{T}{2}) + \frac{\sin \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} (t - \frac{T}{2})}{\sqrt{\frac{4L}{R^2 C} - 1}} \right] \dots\dots\dots(23)$$

(iv) 力波形的 調和分析

SCR를 使用하여 되도록 正弦波에 가까운 出力을 얻는데 關心을 가지기 때문에 계속해서 出力波形的 調和分析를 시도하였다. 負荷 R에 나타나는 出力의 波形은 (18) 및 (21)式에서 주어진다. 計算의 번잡을 덜기 위해서 우선 이 式들을 다음과 같이 表示하겠다.

$$i(t) = \begin{cases} Ae^{-at} \sin \omega t & \dots\dots\dots 0 \leq t \leq T/2 \\ -Ae^{-a(t-T/2)} \sin \omega (t-T/2) & \dots\dots\dots T/2 \leq t \leq T \end{cases} \quad (24)$$

여기서 A, a, ω는 回路定數에서 決定되는 定數로서

$$\left. \begin{aligned} A &= \frac{1 + e^{-\frac{R}{2L} \frac{T}{2}}}{1 - e^{-\frac{R}{L} \frac{T}{2}}} \\ a &= \frac{R}{2L} \\ \omega &= \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(24)$$

(24)式을 位相角 θ의 函數의 形式으로 고치려면 ωt = θ로 놓으면 된다. 卽

$$i(\theta) = \begin{cases} Ae^{-b\theta} \sin \theta & \dots\dots\dots 0 \leq \theta \leq \pi \\ -Ae^{-b(\theta-\pi)} \sin(\theta-\pi) & \dots\dots\dots \pi \leq \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad \dots\dots(25)$$

여기서

$$b = \frac{a}{\omega} = \frac{R}{2\omega L} = \frac{1}{2Q} \dots\dots\dots(26)$$

(25)式을 보면 i(θ)는 다음 關係式

$$i(\theta + \pi) = -i(\theta)$$

을 滿足함을 안다. 따라서 i(θ)는 奇數次의 高調波만을 포함하고 있으며, 이것을 Fourier級數

$$i(\theta) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\theta + b_n \sin n\theta)$$

로 展開할 때, 各係數는 다음式으로 주어진다.

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= 0 \\ a_n &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i(\theta) \cos n\theta d\theta, \quad n=1, 3, 5, \dots \\ b_n &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i(\theta) \sin n\theta d\theta, \quad n=1, 3, 5, \dots \end{aligned} \right\} \dots\dots(27)$$

(27)式에 (25)式을 代入하여

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{2A}{\pi} \int_0^{\pi} e^{-b\theta} \sin \theta \cdot \cos n\theta d\theta \\ &= \frac{A}{\pi} \left[\int_0^{\pi} e^{-b\theta} \sin(n+1)\theta \cdot d\theta - \int_0^{\pi} e^{-b\theta} \sin(n-1)\theta \cdot d\theta \right] \dots\dots\dots(28) \end{aligned}$$

마찬가지로

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{A}{\pi} \left[\int_0^{\pi} e^{-b\theta} \cos(n-1)\theta \cdot d\theta - \int_0^{\pi} e^{-b\theta} \cos(n+1)\theta \cdot d\theta \right] \dots\dots\dots(29) \end{aligned}$$

(28), (29)式의 定積分을 다음 不定積分

$$\begin{aligned} \int e^{Px} \sin qx dx &= \frac{e^{Px} (P \sin qx - q \cos qx)}{P^2 + q^2} \\ \int e^{Px} \cos qx dx &= \frac{e^{Px} (P \cos qx + q \sin qx)}{P^2 + q^2} \end{aligned}$$

를 이용하면 곧 求해질 수 있다. n가 奇數임에 留意하면서 計算하면 그 結果는 다음과 같이 된다.

$$a_n = \frac{A(1 - e^{-b\pi})}{\pi} \left\{ \frac{n+1}{b^2 + (n+1)^2} - \frac{n-1}{b^2 + (n-1)^2} \right\} \dots\dots\dots(30)$$

$$b_n = \frac{A(1 - e^{-b\pi})}{\pi} \left\{ \frac{b}{b^2 + (n-1)^2} - \frac{b}{b^2 + (n+1)^2} \right\} \dots\dots\dots(31)$$

따라서

各 高調波의 크기 C_n은 다음과 같이 求해진다

$$\begin{aligned} C_n &= \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \\ &= \frac{A(1 - e^{-b\pi})}{\pi} \sqrt{\left\{ \frac{n+1}{b^2 + (n+1)^2} - \frac{n-1}{b^2 + (n+1)^2} \right\}^2 + \left\{ \frac{b}{b^2 + (n-1)^2} - \frac{b}{b^2 + (n+1)^2} \right\}^2} \end{aligned}$$

이 式에서 b = 1/2Q를 넣어서 정리하면

$$C_n = \frac{8AQ^2}{\pi} [1 - e^{-\frac{\pi}{2Q}}]$$

$$\frac{1}{\sqrt{(1+\{2Q(n+1)\}^2)(1+\{2Q(n-1)\}^2)}} \dots\dots\dots (32)$$

(32)式的 根號속의 項이 各高調波의 相對의 크기를 나타내고 있다. 따라서 基本波 및 各高調波의 크기를 相對의으로 나타내면 表 1과 같이 된다.

表 1 出力波의 高調波의 相對의 크기

n	正 確 한 式	近 似 式
1	$\frac{1}{\sqrt{1+(4Q)^2}}$	$\frac{1}{4Q}$
3	$\frac{1}{\sqrt{1+(4Q)^2}} \frac{1}{\sqrt{1+(8Q)^2}}$	$\frac{1}{1 \times 2} \left(\frac{1}{4Q}\right)^2$
5	$\frac{1}{\sqrt{1+(8Q)^2}} \frac{1}{\sqrt{1+(12Q)^2}}$	$\frac{1}{2 \times 3} \left(\frac{1}{4Q}\right)^2$
7	$\frac{1}{\sqrt{1+(12Q)^2}} \frac{1}{\sqrt{1+(16Q)^2}}$	$\frac{1}{3 \times 4} \left(\frac{1}{4Q}\right)^2$
9	$\frac{1}{\sqrt{1+(16Q)^2}} \frac{1}{\sqrt{1+(20Q)^2}}$	$\frac{1}{4 \times 5} \left(\frac{1}{4Q}\right)^2$

$Q(=\omega L/R)$ 가 1에 비해서 큰 경우에는 보다 간단한 式으로 나타낼 수 있다. 表 1에 $Q>1$ 인 경우에 대한 近似式은 같이 적어 두었다.

이 表를 보면 高調波成分은 回路의 Q 에만 關係함을 볼 수 있다. 出力波形的 式 (18) 및 (21)을 볼 때 이들의 調和分析의 結果가 이렇게 간단하고 정연하게 나타나는 것은 興味롭다고 할 수 있다.

(V) 歪率의 計算

調和分析에서 얻어진 近似式에서 부터 歪率을 計算해 본다.

定義로 부터 歪率 D 는 다음과 같이 表示된다.

$$D = \frac{\sqrt{\left(\frac{1}{4Q}\right)^4 \left[\frac{1}{(1 \times 2)^2} + \frac{1}{(2 \times 3)^2} + \frac{1}{(3 \times 4)^2} + \dots \right]}}{\frac{1}{4Q}}$$

$$= \frac{1}{4Q} \sqrt{\left(\frac{1}{1 \times 2}\right)^2 + \left(\frac{1}{2 \times 3}\right)^2 + \left(\frac{1}{3 \times 4}\right)^2 + \dots} \dots\dots\dots (33)$$

(33)式的 根號속의 無限級數의 一般項을 a_n 라고 하면

$$a_n = \frac{1}{n^2(n+1)^2} (n=1, 2, \dots) \dots\dots\dots (34)$$

이 式은 다음과 같이 部分分數의 形式으로 나타

낼 수 있다.

即

$$a_n = \frac{1}{n^2} + \frac{1}{(n+1)^2} - 2 \left\{ \frac{1}{n} + \frac{1}{n+1} \right\}$$

따라서

$$\sum_{n=1}^{\infty} a_n = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(n+1)^2} - 2 \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n+1} \right\} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{n^2} - 2 \left\{ \sum_1^{\infty} \frac{1}{n} - \sum_2^{\infty} \frac{1}{n} \right\} = \sum_1^{\infty} \frac{1}{n^2} + \left(\sum_1^{\infty} \frac{1}{n^2} - 1 \right) - 2$$

그러므로

既知의 公式

$$\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} = \frac{\pi^2}{6}$$

를 넣어서

$$\sum_{n=1}^{\infty} a_n = \frac{\pi^2}{3} - 3$$

따라서, 歪率 D 는 다음式으로서 주어진다.

$$D = \frac{1}{4Q} \sqrt{\frac{\pi^2}{3} - 3} = \frac{0.134}{Q}$$

기대한 바와 같이 歪率은 Q 에만 關係한 아주 簡單한 式으로 나타난다.

[3] 實 驗

그림 (2), (3)과 表 (2)는 MCR 2604 (Moto-

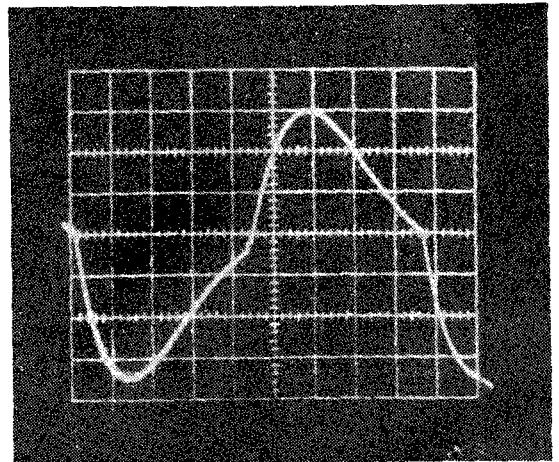


그림 2. 出力波形(時間軸 0.2msec/DIV)

rola) SCR를 사용한 回路의 實驗結果를 나타낸 것이다.

回路定數는 $L=11.5mH(Q=24)$, $C=5\mu F$
 $R=47\Omega$ 이며 $E=12V$ 이다. 그림(2)는 負荷 R에 나타나는 出力電壓의 波形이며 式(18), (21)의 모양을 잘 나타내고 있다. 出力의 基本週波數는 550Hz이다. 回路의 固有週波數

$$\left(\frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}\right)$$

는 559.68Hz로 計算된다.

이 回路에서는 解析에서 假定한 조건(即 動作週波數와 回路의 固有週波數가 同一하다는것)에서 動作시키는 것이 거의 不可能하며 動作주파

수는 若干 적게 되는 것은 피치못할 일이다. 또 完全한 半波對稱의 波形을 얻는 것도 매우 困難한 일이다. 이러한 要因으로 因해서 實測値와 理論値사이에 若干의 차이가 생기는 것은 不可避하다고 할 수 있다.

表(2)는 出力波形을 周波數分析한 實測値와 理論値를 나타낸 것이며 그림(3)을 實測値의 주파수 스펙트럼을 나타낸 것이다. 偶數次의 高調波는 무시될 수 있을 정도로 적으며 奇數次의 高調波들의 상대적 크기는 表(1)의 解析의 結果와 잘 부합되어 있다.

표12 出力波形의 周波數分析表

周波數	測定値 (mV)	基本波에 對한 相對的 크기	理論値	誤差 (%)
基本波	4,500	1	1	
第2고조파	80	0.0177	0	
第3 "	740	0.1643	0.156	5.3
第4 "	38	0.00845	0	
第5 "	250	0.0555	0.0521	6.5
第6 "	25	0.00555	0	
第7 "	130	0.0289	0.026	11.1
第8 "	19	0.00422	0	
第9 "	76	0.0169	0.0156	8.3

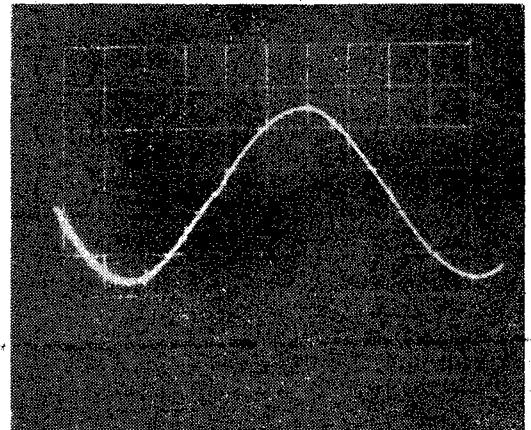


그림 4

Q가 큰 경우의 出力波形

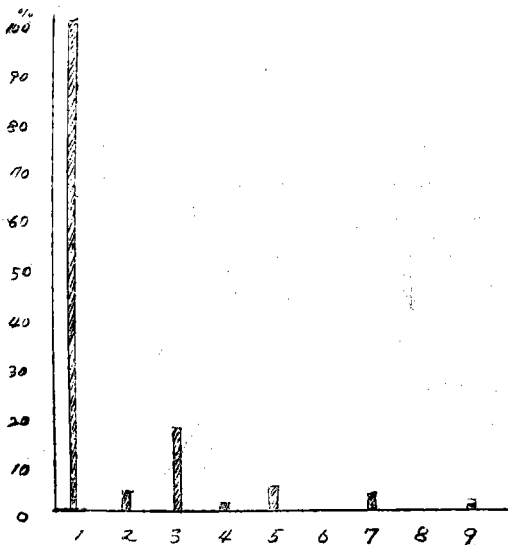


그림 3. FREQUENCY SEPCTRM

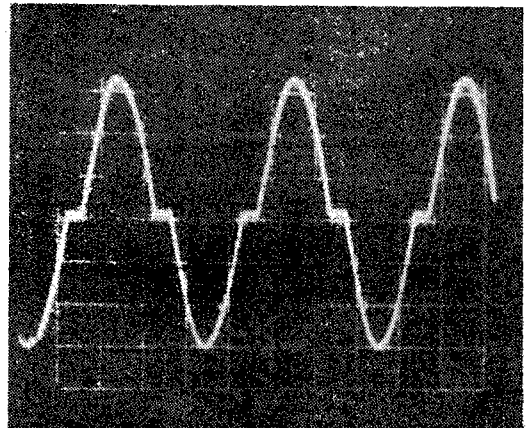
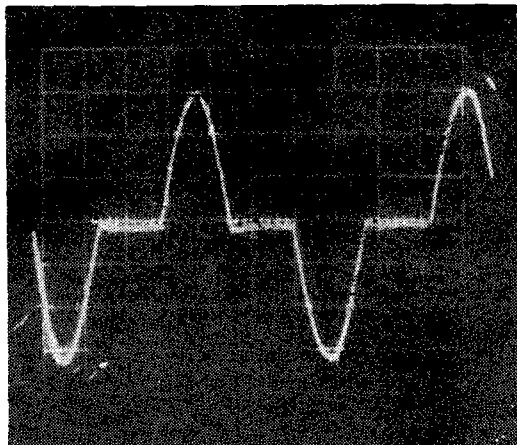


그림 5

動作주파가 回路의 固有共振주파수보다 낮을 때의 出力波形(時間軸 0.2msec/DIV)



그림(4)는 위와 같은 회로에서 負荷抵抗을 1Ω 로 했을 때의 出力波形이다. 回路의 Q 가 크면 正弦波에 가까와 짐을 보여주고 있다. 또 그림(5)는 動作周波數를 回路의 固有振動周波數보다 낮게 했을 때의 出力波형을 參考로 나타낸 것이다.

〔4〕 結 論

回路의 動作周波數를 回路의 固有周波數와 비슷하게 할 때 그림(1)의 直列 inverter의 出力은 正弦波에 가깝게 된다. 그리고 出力의 波形은 거의 半波對칭으로 奇數高調波만을 포함할 것이며 各高調波의 相對的 크기는 表(1)과 같이 回路의 Q 에 단 關係한다.

참 고 문 헌

- (1) Cheng: Analysis of linear network Addison-wesleys Co. 1959.
- (2) W. Memury: A SCR Rectifier Inverter with improved commutation, AIEE Trans Vol. 80 Part I 1961 P531~542.
- (3) GE SCR Manual 1964.