

# FET를 이용한 직렬인버터 회로의構成에 관한 研究 (A Study on construction of series inverter using FET)

崔 富 貴\* · 金 鍾 勳\*\*

(Choi, Boo Kee and Kim, Jong Hoon)

## 要 約

本 論文은 FET의 핀치오프特性을 利用하여 直列인버터회로를 構成하고 그것의 出力特性을 게이트 바이어스 周波數 및 負荷의 變動에 따라 分析하였다. 上記 回路는 SCR直列인버터회로에서 생기기 쉬운 게이트바이어스 周波數 및 負荷의 變動에 따른 出力의 不安定을 제거하였다. 그러나 FET직렬인버터의 電流容量이 적어 輕負荷에 適當하다.

## Abstract

In this paper, a series inverter circuit is constructed by using the pinch-off characteristics of FET, and its output characteristics is analysed for the variation of gate bias frequency and load. The above constructed circuit could eliminate the unstable output characteristics of SCR-series inverter circuit by the changes of gate bias frequency and load resistor.

But the current capacity of the FET-series inverter circuit is relatively small, and is recommended to be used for light loads.

## 1. 序 論

인버터(Inverter)에는 一般의으로 制御整流素子(SCR)가 널리 使用되고 있는데 이것은 微少 게이트 트리거 電壓에 對한 導通이 容易하고 電流容量이 크기 때문에 大出力에 適當하다<sup>1)</sup>.

그러나 SCR 直列인버터의 境遇는 콘덴서(Condenser)에 依한 強制轉流方式을 採用하고 있으므로 最適 條件下에서는 게이트트리거 周波數 및 回路狀態의 微小變動에 對한 SCR의 ON-OFF 스위칭(Switching)이 不安定하여 短絡現象이 일어나므로 完全한 正弦波出力을 얻을 수 없는 問題點이 있다고 한다<sup>2)</sup>.

本 論文에서는 이러한 缺點을 改善하기 爲하여 電界 效果트랜지스터(Field Effect Transistor)의 핀치오프(Pinch off)特性<sup>3)</sup>에 依한 獨立의인 ON-OFF스위칭을 利用하여 直列인버터회로를 構成하고 電壓과 電流를 解析하여<sup>3)</sup> 게이트바이어스 周波數 및 負荷의 變化에 따른 出力特性을 究明하고자 한다.

## 2. 理 論

### 1) 回路의 解析

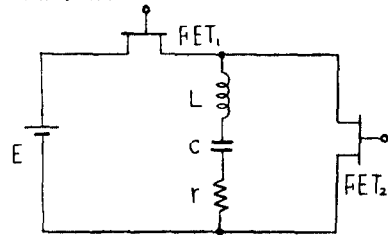


그림 1. FET直列 Inverter

Fig1. Series Inverter using FET

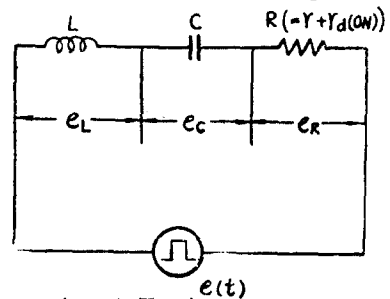


그림 2. 等價回路

Fig 2. Equivalent Circuit

\* 正會員, 동아대학교 전임강사  
Dept. of Engineering, Dong A Univ.

\*\* 동의공업전문학교 전임강사  
接受日字: 1977年 8月 18日

그림 1은 FET 직렬인버터 회로이다. 여기서 FET<sub>1</sub>, FET<sub>2</sub>의 ON-OFF 스위칭이 게이트바이어스에 의하여 獨立的으로 行하여지므로 그림 2와 같은 等價 회로로 나타낼 수 있다. 여기서 r<sub>d</sub>(ON)은 FET의 온드레인(ON Drain)抵抗이고 電源 e(t)는 그림 3과 같으며, 이것을 Unit Step Function으로 表示하면

$$e(t) = E \left\{ U(t) - U\left(t - \frac{T}{2}\right) + U(t - T) - U\left(t - \frac{3}{2}T\right) + U(t - 2T) \dots \right\} \dots (1)$$

와 같이 된다.

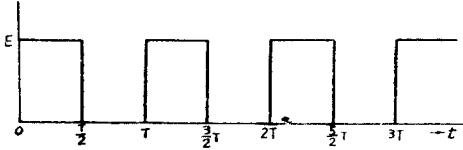


그림 3. e(t)의 波形  
Fig 3. Wave form of e(t)

式 (1)을 Laplace變換하면

$$L\{e(t)\} = E \left\{ \frac{1}{S} - \frac{e^{-\frac{T}{2}S}}{S} + \frac{e^{-TS}}{S} - \frac{e^{-\frac{3}{2}TS}}{S} + \frac{e^{-2TS}}{S} \dots \right\} \\ = \frac{E}{S} \cdot \frac{1}{1 + e^{-\frac{T}{2}S}} \dots (2)$$

로 된다. 그리고 그림 2의 等價회로에서 基本式은

$$e(t) = Ri + \frac{1}{C} \int_0^t idt + L \frac{di}{dt} + e_c(0+) \dots (3)$$

여기서 e<sub>c</sub>(0+)은 t=0에서 콘덴서 C의 電壓이다. 이 式을 Laplace 變換하여 式 (2)와 等價로 놓으면

$$\frac{E}{S} \cdot \frac{1}{1 + e^{-\frac{T}{2}S}} = \left( R + \frac{1}{CS} + LS \right) I(S) + \frac{e_c(0+)}{S} \dots (4)$$

로 된다. 이것을 I(s)에 對하여 풀면

$$I(s) = \frac{E}{L} \cdot \frac{1}{S^2 + \frac{R}{L}S + \frac{1}{LC}} \cdot \frac{1}{1 + e^{-\frac{T}{2}S}} \\ - \frac{e_c(0+)}{L} \cdot \frac{1}{S^2 + \frac{R}{L}S + \frac{1}{LC}} \dots (5)$$

로 되며 여기서 i(t)를 求하면 다음과 같이 된다. 卽

$$i(t) = -\frac{1}{Lw} \left\{ e_c(0+) + \frac{E}{e^{\frac{R}{2L} \cdot \frac{T}{2}} - 1} \right\} e^{-\frac{R}{2L}t} \sin wt \\ + \frac{E}{Lw} \cdot \frac{e^{-\frac{R}{2L}(t - \frac{T}{2})}}{e^{\frac{R}{2L} \cdot \frac{T}{2}} - 1} \sin wt \dots (6)$$

여기서  $w = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}$  (7)

로 나타내어진다. 式 (6)에서 그림 2 회로의 e<sub>R</sub>, e<sub>L</sub>, e<sub>C</sub>를 求하면 다음과 같이 된다.

$$e_R = Ri(t) \\ = -\frac{R}{Lw} \left\{ e_c(0+) + \frac{E}{e^{\frac{R}{2L} \cdot \frac{T}{2}} - 1} \right\} e^{-\frac{R}{2L}t} \sin wt \\ + \frac{RE}{Lw} \cdot \frac{e^{-\frac{R}{2L}(t - \frac{T}{2})}}{e^{\frac{R}{2L} \cdot \frac{T}{2}} - 1} \sin wt \dots (8)$$

$$e_L = L \frac{di}{dt} \\ = -\frac{R}{2Lw} \left\{ E \cdot \frac{e^{\frac{R}{2L} \cdot \frac{nT}{2}} - 1}{e^{\frac{R}{2L} \cdot \frac{T}{2}} - 1} - e_c(0+) \right\} e^{-\frac{R}{2L}t} \sin wt \\ + \left\{ E \cdot \frac{e^{\frac{R}{2L} \cdot \frac{nT}{2}} - 1}{e^{\frac{R}{2L} \cdot \frac{T}{2}} - 1} - e_c(0+) \right\} e^{-\frac{R}{2L}t} \cos wt \dots (9)$$

$$e_C = E - e_L - e_R \\ = E - \left\{ E \cdot \frac{e^{\frac{R}{2L} \cdot \frac{nT}{2}} - 1}{e^{\frac{R}{2L} \cdot \frac{T}{2}} - 1} - e_c(0+) \right\} e^{-\frac{R}{2L}t} \\ \cdot \left( \frac{R}{2Lw} \sin wt + \cos wt \right) \dots (10)$$

式 (10)에서  $t = \frac{nT}{2}$ 라 놓으면  $wT = 2\pi n$ 이므로

$$E \cdot \left\{ E \cdot \frac{e^{\frac{R}{2L} \cdot \frac{nT}{2}} - 1}{e^{\frac{R}{2L} \cdot \frac{T}{2}} - 1} - e_c(0+) \right\} e^{-\frac{R}{2L} \cdot \frac{nT}{2}} = e_c \left( \frac{nT}{2} \right) \dots (11)$$

이 된다. n이 奇數일 때 充電이 完了되고 放電이 시작할 때 e<sub>C</sub>를 e<sub>C</sub>(nT/2)라 놓으면 式 (11)과 같고 n이 偶數일 때 卽 放電이 完了되고 充電이 시작되기 직전에서는 콘덴서에 殘留電壓[e<sub>C</sub>(0+)]만 存在하므로 式 (11)은 다음과 같이 表示할 수 있다.

$$e_c \left( \frac{nT}{2} \right) = e^{-\frac{R}{2L} \cdot \frac{nT}{2}} = e_c(0+) \dots (12)$$

式 (11) 및 式 (12)에서

$$e_c(0+) = E \cdot \frac{1 - \frac{e^{\frac{R}{2L} \cdot \frac{nT}{2}} - 1}{e^{\frac{R}{2L} \cdot \frac{T}{2}} - 1}}{1 - e^{-\frac{R}{2L} \cdot \frac{nT}{2}}} \cdot e^{-\frac{R}{2L} \cdot \frac{nT}{2}} \dots (13)$$

와

$$e_c \left( \frac{nT}{2} \right) = E \cdot \frac{1 - \frac{e^{\frac{R}{2L} \cdot \frac{nT}{2}} - 1}{e^{\frac{R}{2L} \cdot \frac{T}{2}} - 1}}{1 - e^{-\frac{R}{2L} \cdot \frac{nT}{2}}} \dots (14)$$

가 얻어진다. 式 (8)의 結果로써 게이트바이어스 周波數 f<sub>g</sub>와, 회로의 共振周波數 f<sub>0</sub>(1/2π √(1/LC - R<sup>2</sup>/4L<sup>2</sup>))가 一致할 때 r양단에서 正弦波 出力이 나타남을 알 수 있다.

그림 1의 FET 직렬인버터 회로에서 만약 FET<sub>1</sub>에 SCR<sub>1</sub>, 그리고 FET<sub>2</sub>에 SCR<sub>2</sub>을 代置하여 使用한 境遇에는 各 半週期의 마지막에 적어도 SCR의 回復時間만큼은 電流가 零으로 되어 있지 않으면 SCR<sub>1</sub>과 SCR<sub>2</sub>가 同時導通狀態가 되어 短絡現象이 일어나므로 게이트트리거의 週期를 回路의 共振周波數의 週期보다 적게해서는 안된다. 그리고 게이트트리거의 週期가 回路의 共振周波數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 찌그러짐이 增大한다<sup>1)</sup>.

그러므로 두 週期를 똑 같이 했을 때 가장 좋은 動作을 期待할 수 있으나 SCR 직렬인버터에서는 그것은 短絡이 일어나는 臨界點이 되므로 最適條件下에서 動作시키는 것이 거의 不可能하며 따라서 完全한 半波對稱의 正弦波出力을 期待하기 어렵다. 그러나 FET 직렬인버터의 境遇는 ON-OFF 스위칭動作이 게이트바이어스에 依하여 獨立의으로 行하여지므로 短絡에 對한 問題點이 解消되어 最適條件下에서 動作시킬 수 있다.

2) 出力波의 解析

出力波의 歪率은 式 (8)의 푸리에(Fourier) 解析에 依하여 求할 수 있다. 그러나 SCR 직렬인버터의 出力波形的 調和分析에 關한 研究結果가 이미 發表되어 있으므로<sup>1)</sup> 本 論文에서는 그 結果式을 引用하였다. 卽 出力波의 歪率 D는

$$D = \frac{0.134}{Q} \dots\dots\dots (15)$$

와 같다. 式 (15)에서 알 수 있는 바와 같이 歪率은  $Q (= \frac{\omega L}{R})$ 에만 關係하는 아주 간단한 式으로 表示된다. 따라서 R이 작을수록 正弦波에 가까워질 것이다. 그러나 그림 (2)의 等價回路에서 알 수 있는 바와 같이 R속에 온 드레인 抵抗 r<sub>d</sub>(ON)가 包含되어 있으므로 Q값은 어느 限度 以上으로는 커지지 않는다.

3. 實驗方法 및 結果

1) FET의 핀치오프特性

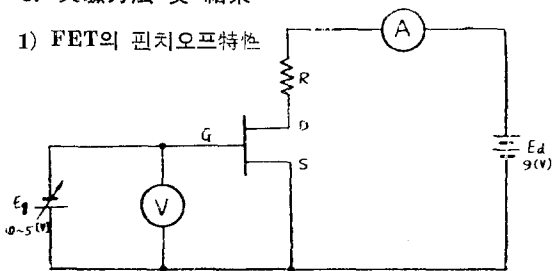


그림 4. FET의 핀치오프特性 測定回路  
Fig 4. The Measurement circuit of FET's pinch off

實驗에 使用한 回路는 그림 4와 같으며, 게이트 入力電壓 E<sub>g</sub>에 對한 드레인 電流 I<sub>d</sub>의 關係를 測定하여 그림 5와 같은 特性을 얻었다. 여기서 온 드레인 抵抗 r<sub>d</sub>(ON)은 E<sub>g</sub>-I<sub>d</sub>關係에서 求한 計算值이다. 實驗에 使用한 回路의 各 定數 및 裝置는 다음과 같다.

FET:2SK19

R : 炭素抵抗 1[KΩ]

E<sub>g</sub> 및 E<sub>d</sub>:Regulated DC power supply model PR 654

DC Milliammeter:JISC-1102 CLASS 1.0

DC Voltmeter:JISC-1102 CLASS 1.0

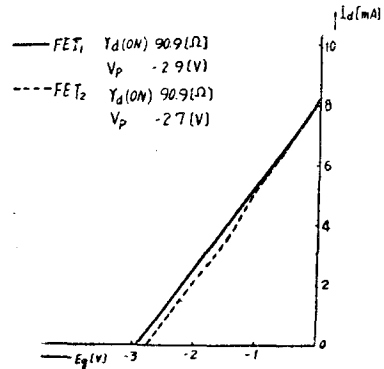


그림 5. E<sub>g</sub>-I<sub>d</sub>特性曲線  
Fig 5. Characteristic curve of E<sub>g</sub>-I<sub>d</sub>

2) 게이트 바이어스回路

그림 1에서 FET<sub>1</sub>, FET<sub>2</sub>素子の ON-OFF 스위칭을 確實히 해주기 爲하여 兩게이트 入力는 다음과 같은 條件이 必要하다. 卽

- 1) 펄스(Pulse)波
- 2) 最大電壓 ≥ Pinch off電壓
- 3) 周波數 및 펄스幅의 同期
- 4) 接地點의 相異

一般的으로 게이트바이어스 回路는 (4)의 條件을 만족하기 爲하여 펄스 트랜스를 쓰고 있으나, 펄스 트랜스는 市中에서 購入하기 힘들 뿐만 아니라 高價이므로, 價格도 싸고 購入하기 쉬운 光變換素子인 發光다이오우드(Light Emitting Diode)와 포토 트랜지스터(Photo Transistor)를 使用하였다. 그림 6에 게이트 바이어스 回路를 圖示하였다. 멀티바이브레이터(Multivibrator)의 出力은 完全한 펄스波形이 아니므로 이것을 整形하기 爲하여 슈미트트리거(Schmitt Trigger) 回路를 通하여, 그 出力電壓을 發光 다이오우드 兩端에 印加하여 빛으로 變換시키고 이것을 다시 포토 트랜지스터의 受光面에 傳達한다. 이때 펄스波에 依한 照射 및 非照射時의 포토 트랜지스터 抵抗值의 變化

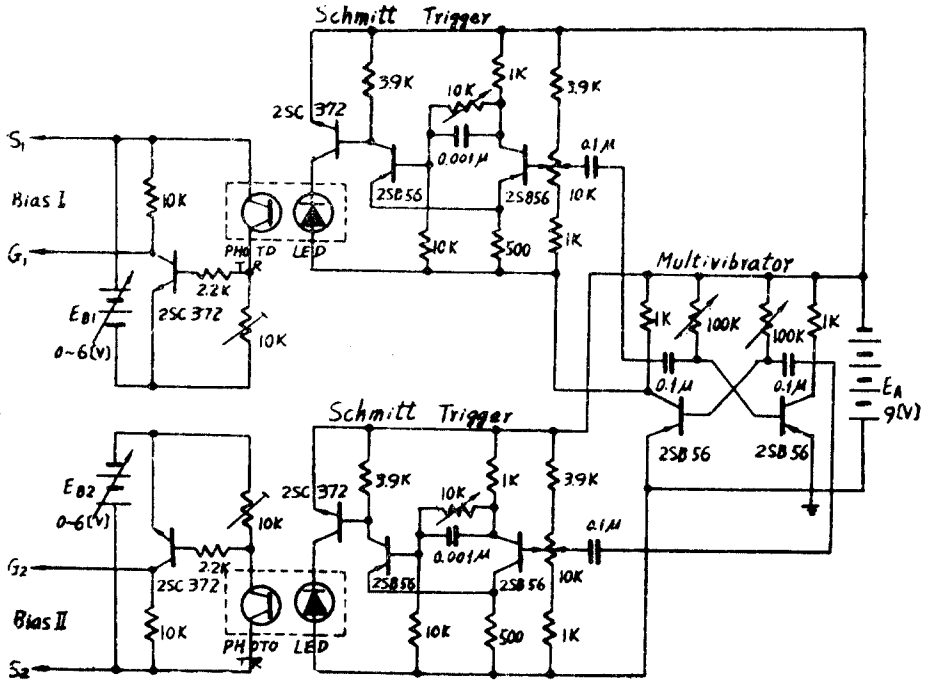


그림 6. 게이트바이어스 회로  
Fig6. Gate Bias Circuit

(20[KΩ]~1[MΩ])를 이용하여 필요한 바이어스전압을引出하였다. 각 단에 사용한 定數 및 트랜지스터는 그림 6에 표시했으며, 周波數는 멀티바이브레이터의 可變抵抗 100[KΩ]에 依하여 120[Hz]에서 3200[Hz]까지 變化할 수 있게 하고, 펄스幅은 슈미트트리거 回路의 可變抵抗 10[KΩ]에 依하여 調整하였다. 사진 1은

500[Hz]일 때의 出力波形이며 實驗에 使用한 裝置는 다음과 같다.

- SYNCHROSCOPE: MODEL TX-1000
- VTVM:TOKYO DENKI SEIKI CO MODEL TNPV-206
- 周波數計: TAKEDA RIKEN 5108
- EA: 乾電池 9[V]

EB1, EB2: Regulated DC power supply Model PR-654

3) FET 直列인버터의 出力特性

그림 1의 FET 直列인버터 및 그림 6의 게이트바이어스 회로를 使用하여 出力特性을 求하였다.

(1) 게이트바이어스 周波數를 各各 500[Hz], 1500[Hz] 및 3000[Hz]에 固定시켜두고, 最良의 正弦波出力이 나타나도록 오실로스코우프로 觀察하면서 L, C, R을 調整하여 最適條件에 一致하는가의 여부를 調査하였다. 사진 2는 게이트바이어스 周波數 500[Hz]일 때의 出力波形이며 1500[Hz] 및 3000[Hz]에서도 거의 同一하였다. 使用한 L, C, R 定數 및 回路의 共振周波數  $f_0$ 의 計算値를 表 1에 나타내었다.

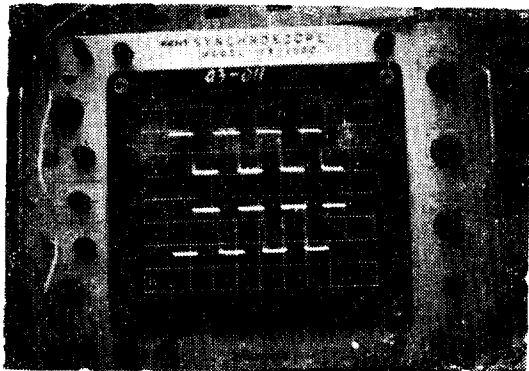


사진 1. 게이트바이어스회로의 出力波形 (3[V], 500[Hz])

Photo 1. Output waveform of gate bias circuit (3[V], 500[Hz])

〈表 1〉 最初の 出力波形이 나타났을 때의 回路定數 및 周波數

Table 1. Circuit constants & frequencies at showing up excellent output waveform.

게이트 바이어스 주파수 [Hz]	L[H]	C[μF]	$R=r+rd(ON)$ [Ω]	출력전압 [V]	공진주파수 [Hz]	오차 [%]
500	1,446	0.07	490.9	2.2	499.6	-0.08
1500	1.4	0.008	490.9	2.15	1498.8	-0.6
3000	1.4	0.002	490.9	1.8	3008.4	0.28

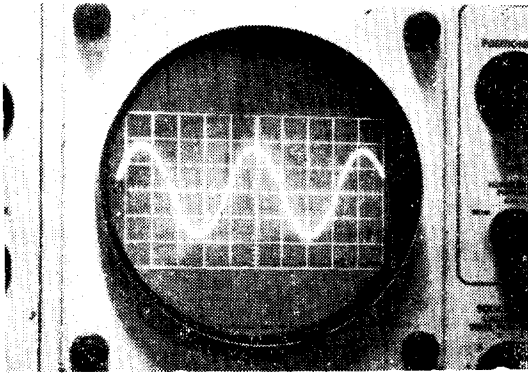


사진 2.  $f_g=500$ [Hz]에서 最良의 出力波形 ( $V=1$  [V/cm])

Photo 2. Excellent output waveform at  $f_g=500$  [Hz]

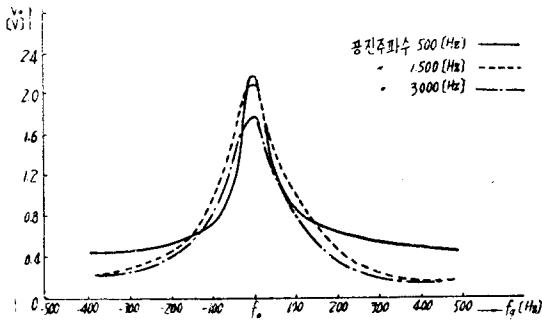


그림 7. 게이트 바이어스 周波數  $f_g$ 에 對한 出力電壓  $V_0$ 의 特性

Fig 7. The characteristic curve of gate bias voltage and drain current.

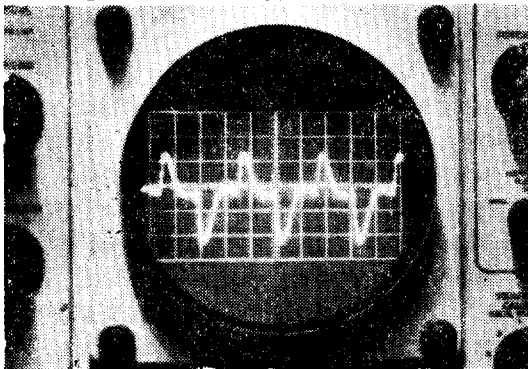


사진 3.  $f_g=400$ [Hz]에서의 出力波形 ( $V=1$ [V/cm])

Photo 3. Output waveform at  $f_g=400$ [Hz]

(2) 게이트 바이어스 周波數  $f_g$ 에 對한 出力電壓  $V_0$ 特性을 測定하기 爲하여 (1)의 L, C, R 定數를 그대로 使用하여  $f_g$ 를 可變시켰을 때 나타나는 出力電壓을 오실로스코프 및 VTVM으로 測定한 結果를 그림 7에 表示하였다. 사진 3 및 사진 4는 各各 게이트 바이어스 周波數 400[Hz] 및 600[Hz]일 때의 出力波形이다.

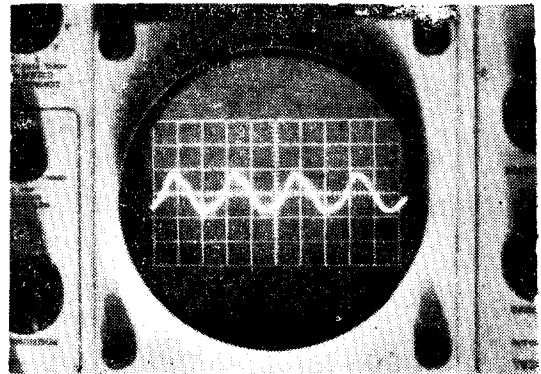


사진 4.  $f_g=600$ [Hz]에서의 出力波形 ( $V=1$ [V/cm])

Photo 4. Output waveform at  $f_g=600$ [Hz]

(3) LCR 直列回路의  $Q(=\frac{\omega L}{R})$ 值의 變化에 對한 出力特性을 測定하기 爲하여 (1)의 定數를 그대로 使用하고 R만을 變化시켜 그 때의 出力을 오실로스코프 및 VTVM으로 測定하고 그림 8에  $R-V_0$ 特性을

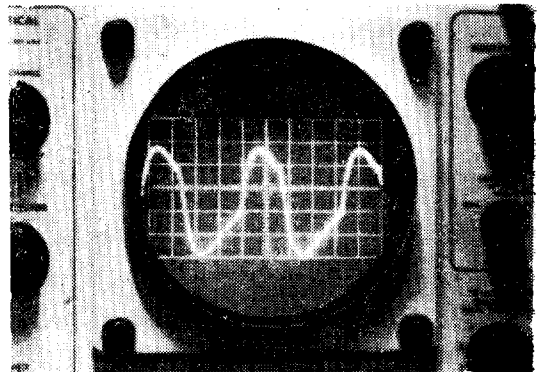


사진 5.  $R=2$ [KΩ]에서의 出力波形 ( $V=1$ [V/cm],  $f_g=500$ [Hz])

Photo 5. Output waveform at  $R=2$ [KΩ]

表示하였다. 사진 (5)는  $f_g=500[\text{Hz}]$ ,  $R=2[\text{K}\Omega]$ 일 때의 出力波形을 보인 것이다. 實驗에 使用한 素子 및 計器는 다음과 같다.

오실로스코프: TYPE RM15 OSCILLOSCOPE SERIAL 003026

周波數計: TAKEDA RIKEN 5108

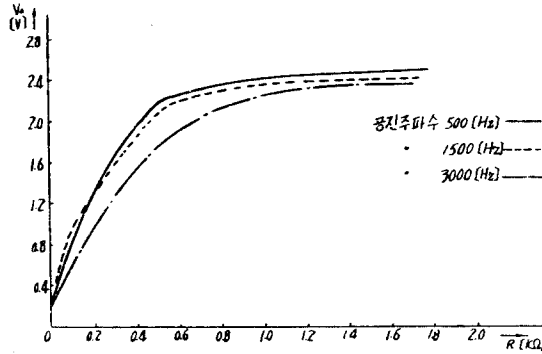


그림 8. R變化에 對한 出力電壓  $V_0$ 의 特性  
Fig 8. Characteristics of  $V_0$  versus R

表 2 FET2SK19의 規格  
Table 2 Rate of FET 2SK19

最大定格 ( $T=25^\circ\text{C}$ )			電 氣 的 特 性 ( $T=25^\circ\text{C}$ )									
$V_{GDO}$ [V]	$I_G$ [mA]	$T_i$ [ $^\circ\text{C}$ ]	Pd [mW]	$I_{GSS}$ [nA]	max $V_{GS}$ [V]	$I_{DSS}$ [mA]		$V_{DS}$ [V]	$V_P$ [V]			
						min	max		min	max	$V_{DS}$ [V]	$I_D$ [ $\mu\text{A}$ ]
-18	10	125	200	-10	-1	3	24	10	-12		10	1

$V_{GDO}$ : 게이트-드레인間 電壓  
 $I_G$ : 게이트電流  
 $T_i$ : 接合부溫度  
Pd: 最大許容損失

$r$ : 표준가변저항 ( $0[\Omega] \sim 10[\text{K}\Omega]$ )  
 $L$ : 표준가변인덕턴스 ( $0 \sim 2.2[\text{H}]$ )  
 $C$ : 표준가변콘덴서 ( $0 \sim 2[\mu\text{F}]$ )

4. 考 察

1. FET의 핀치오프特性

그림 5의  $V_g - I_d$ 特性曲線에서 보는 바와 같이 FET 2SK19의 핀치오프電壓이  $-2.9[\text{V}]$  및  $-2.7[\text{V}]$ 이므로 게이트바이어스電壓은 최소한도 이들 電壓보다 커야한다. 그리고  $V_g=0$ 에서 計算된 온-드레인 抵抗  $r_d$  (ON)은 인버터의 損失에 해당하므로 가급적  $r_d$  (ON)이 작고 그 값이 같은 FET素子를 選擇하였다. 表 2에 FET2SK19의 規格을 보였다.

表에서 보는 바와 같이 FET의 電流容量이 적으므로 FET 직렬인버터는 輕負荷에 適合하다. 그러나 現在  $G_{AA}S$ 를 使用한 FET素子가 開發되고 있으므로 大出力用으로의 使用이 可能한 것이다.

$I_{DSS}$ : 게이트-소오스短絡時의 드레인 電流  
 $V_P$ : 핀치오프電壓  
 $V_{GSS}$ : 드레인-소오스間을 短絡시키고 게이트-소오스間에 逆電壓을 印加하였을 때 흐르는 漏泄電流

2. 게이트바이어스 回路

그림 6에 나타낸 게이트바이어스 回路는 一般的으로 使用되고 있는 回路와 유사하나 2개의 回路間에 電氣的인 絕緣을 얻을 目的으로 쓰이는 펄스 트랜스의 役割을 發光 다이오드 및 포토 트랜지스터로써 代行하였다는 것이 特異하다. 本 回路에서는 펄스波를 얻을 目的으로 하였으나 正弦波等 다른 波形的 變換도 可能한 것으로 생각한다. 그림 5에서 핀치오프電壓이  $-2.7[\text{V}]$  및  $-2.9[\text{V}]$ 이므로 게이트바이어스 回路의 出力電壓은 FET의 ON-OFF 스위칭에 따른 自動작용을 방지하기 위하여  $-3[\text{V}]$ 를 擇하였다.

그리고 出力波形이 周波數  $4[\text{KHz}]$ 以上에서 찌그러졌는데 이것은 포토 트랜지스터의 周波數特性이 나쁜 때문이며, FET 직렬인버터의 動作周波數限界는 게이트바이어스 周波數에 依하여 定해지므로 포토 다이

오우드(photo diode)를 使用하면 어느 정도 改善될 것이다. 實驗過程에서 포토 트랜지스터가 붉은 色의 發光 다이오드에 에민한 反應을 나타내고 파랑 色에 對하여는 둔감하다는 事實을 알았다.

3. FET 직렬인버터의 出力特性

FET의 핀치오프特性을 利用하여 그림 1과 같이 직렬인버터를 構成하고 임의의 게이트바이어스 周波數  $f_g$  ( $500[\text{Hz}]$ ,  $1500[\text{Hz}]$  및  $3000[\text{Hz}]$ )에 對하여, 오실로스코프상에 最良의 正弦波出力이 나타나도록  $L, C, R$ 을 조정하였을 때 回路의 共振周波數  $f_0$ 와 게이트바이어스 周波數  $f_g$ 가 거의 一致함을 확인하였다.

이것은 사진 (1)과 함께 式 (8)을 實驗으로 印證한 것이며 表 1에서 보는 바와 같이 最的條件 即  $f_0 = f_g$ 이 되지 않는 것은 實驗에 使用한 LCR特性의 不安定으로 인한 定數値의 부정확 및 周波數計에서 나타남

오차로 간주된다. 그림 7의  $f_0 - V_0$  특성에서  $f_g$ 가 공진 주파수  $f_0$ 를 벗어남에 따라 출력電壓이 낮아지는 것은 LCR 직렬회로의 임피던스가 증가하기 때문이며, 사진 3의 출력波形에서 電流가 零으로 되는 時間은 게이트 바이어스의 週期가 회로의 공진周波數의 週期보다 크기 때문에 나타나는 것으로 저그러짐도 커다는 것을 알 수 있다.

그리고 사진 4의 波形은 게이트 바이어스의 週期가 회로의 공진周波數의 週期보다 작은 境遇를 보여주는 것으로 역시 저그러짐이 크며, 이 波形은 SCR 직렬인버터에서는 나타나지 않는 것도 특기할 사실이다. 그리고 그림 8의  $R - V_0$  특성에서 抵抗  $R$ 에 比例하여 출력電壓  $V_0$ 가 增加하는 理由는 式 (8)의 結果에서 把握할 수 있으며 抵抗  $R$ 이  $1[\Omega] \sim 1.2[K\Omega]$ 인 範圍에서는 正弦波 出力波形의 變化가 거의 나타나지 않았다. 이것은 온 드레인 抵抗  $r_d(\text{ON})$ 의 影響때문이고, 이 點을 고려하면 式 (15)의 結果와 잘 符合하고 있음을 알 수 있다.

## 5. 結 論

직렬인버터는 最의 條件 卽 게이트 바이어스 周波數와 회로의 공진周波數가 一致할 때 거의 理想的인 正弦波 出力을 얻을 수 있으나 制御 整流素子(SCR)를 使用할 境遇 게이트 바이어스 周波數 및 回路狀態變動에 따른 出力의 不安定으로 因하여 最適條件下에서 動作시키는 것이 거의 不可能하다. 本 論文에서는 電界效

果 트랜지스터의 핀치오프 특성에 의한 獨立的인 ON-OFF 스위칭을 利用한 直렬인버터를 構成함으로써 SCR에서 問題되었던 게이트 바이어스 周波數 및 回路狀態變動에 따른 出力의 不安定을 解消시키는 方案을 提示하였고 그 결과 일그러짐이 적은 最良의 正弦波 出力을 얻을 수 있었다. 그러나 FET 直렬인버터는 電流容量이 작아서 輕負荷에 適當하고, 또 온 드레인 抵抗에 依하여  $Q$ 값이 어느 限度 以上으로는 커지지 않으므로 出力波形에 약간의 저그러짐이 나타남은 不可避하였다.

## 參 考 文 獻

- 1) 李永根, 金宗勳: “直列 Inverter 出力波形의 調和分析”, 電子工學會誌, 第6卷 第4號 pp.1~7, 1967.
- 2) 漆原 健彦: “最新電界效果 トレンジスタ規格表”, CQ出版株式會社, 2th ed, pp18, 1975.
- 3) David, K, Cheng; “Analysis of Linear Systems”, Addison Wesley, 4th ed, pp203~214, 1974.
- 4) J.R. Donnalley; “SCR Manual”, General Electric Company, 4th ed, pp231~247, 1975.
- 5) J. Torkel Wallmark, Harwick Johnson; “Field-Effect Transistors”, Prentice-Hall, Inc, 1st ed, pp214~238, 1967.