

## 容量放電點火裝置의 設計

### (Design of the Capacitor Discharge Ignition System)

朴 松 培\*·金 泳 吉\*\*

(Park, Song Bai and Kim Young Gil)

#### 要 約

개소린 엔진 自動車의 燃料節約, 公害減少, 補修輕減을 目的으로 容量放電點火裝置(CDI)를 解析的 및 實驗的으로 設計하는 過程을 記述하였다. 特히 放電시스템에 對한 簡單한 모델을 使用함으로써 點火코일의 入出力電壓, 電流을 計算하였다. 그 結果를 實驗値와 比較하였으며 이로 부터 最適點火條件을 滿足하기 위한 放電容量, SCR 및 다이오드의 定格과 DC-DC컨버터의 所要出力電壓을 決定하였다. 또 過度한  $dv/dt$  및  $di/dt$ 에 對한 SCR의 保護回路을 解析하고 그 結果를 觀測된 結果와 比較하였는데 이로써 SCR選擇과 保護回路 및 트리거 回路 設計가 容易하게 된다. 더우기 DC-DC컨버터의 舉動에 對한 實驗的 結果를 解析함으로써 컨버터 設計를 簡易化하였다.

實用的인 CDI裝置를 試作하였으며 이것은 實驗室 및 路上 試驗에서 滿足할만한 性能을 나타냈다. 그 試驗 結果도 아울러 報告한다.

#### Abstract

An analytical and experimental design procedure is described for the Capacitor Discharge Ignition (CDI) System with a view to fuel saving and reduction of gas exhaustion and maintenance need. Specifically, the input and output voltage and current of a given ignition coil were calculated by using a simplified circuit model for the discharging system. The results were compared with the experimental results, from which ratings of the charging capacitor, the SCR and the diodes and the required output voltage of the DC-DC converter were determined so as to satisfy the optimum ignition conditions. Protection circuits for excessive  $dv/dt$  and  $di/dt$  for the SCR were also analyzed and the results were compared with the observed results, which facilitate selection of the SCR and design of the protection circuit and the trigger circuit. Also, design of the DC-DC converter was simplified based on the analysis and experimental results of the behavior of the converter.

An experimental, yet practical CDI system was built, which showed satisfactory performance in the laboratory and field tests. The results were also reported.

#### 1. 序 論

本論文에서는 개소린엔진 自動車의 燃料節約, 公害減少, 補修輕減等を 目的으로 電子式 點火裝置의 하나인

容量放電點火裝置(Capacitor Discharge Ignition-CDI-System)를 設計하는 過程을 解析的 및 實驗的으로 研究하였으며 實際로 國產自動車에 適合한 CDI시스템을 試作하여 實驗室 및 路上에서 試驗한 結果를 報告한다.

從來의 點火裝置는 1908年 Kettling이 개발한 방식으로 인타터에 흐르는 전류를 기계적인 接觸으로 차단시켜 高電壓을 얻는다(1,2). 이 방식은 기계적인 接觸이 갖는 단점을 가지고 있고, 인타터에 充電되는 전류가 高速에서 急降하여 出力이 감소되고, 負荷狀態의 영향

\* 正會員 韓國科學院 電氣및電子工學科

\*\*

Korea Advanced Institute of Science.

接受日字: 1976年 4月 9日

을 많이 받기 때문에 플라그의 欠陷에 의한 點火失敗가 일어난다는 短點이 있다.

이러한 短點을 제거하기 위하여 2次大戰中 사이타 트론系列의 放電管에 의한 CDI방식이 개발되었으나 實用化되지 못하였다.<sup>(3,12)</sup> 그후 트랜지스터의 발달로 1960년경 기계적인 접점을 트랜지스터로 代替한 방식이 개발되었다.<sup>(2-6)</sup> 한편 SCR의 개발로서 1963년경 SCR에 의한 CDI가 개발되었다.<sup>(2,3,6-10)</sup>

CDI방식은 트랜지스터 點火方式에 비하여 (1) 스파이크電壓과 持續時間을 조절할 수 있으며, (2) 出力電壓의 上昇時間이 짧은 負荷의 영향을 덜 받으며, (3) 크랭크速度에서의 出力電壓이 높으며, (4) 電流消費가 속도에 비례한다는 長點이 있다.

本論文에서는 우선 CDI방식의 원리와 設計條件을 記述하고 다음에 CDI各部의 동작을 解析의으로 또 實驗的으로 把握의으로 設計에 필요한 各部品の 커라미터值와 定格을 구하고 다음에 이 結果를 이용하여 實用的인 CDI시스템을 設計 試作하여 實驗室 및 路上에서 試驗한 結果를 報告한다.

2. CDI시스템의 動作原理와 設計條件

2.1 動作原理

CDI시스템의 基本回路는 그림 1과 같다. 電池電壓  $E_b$ 를 DC-DC電壓converter로서  $E_1$ 으로 昇壓시켜 이것을  $C_1$ 에 充電시킨 다음 엔진廻轉速度와 一定關係를 갖는 周波數의 트리거信號로 SCR을 導通시켜  $C_1$ 의 充電電壓을 點火코일의 1차측에 가하면 이때의 振動電壓

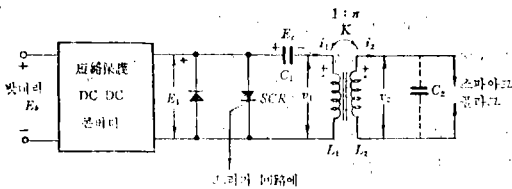


그림 1. CDI의 基本回路

이 變壓器作用으로 昇壓되어 스파이크 플라그 갭(gap) 間에 스파이크가 일어난다. SCR이 導通되면 콘버터는 過負荷에 의하여 動作이 停止되고 充電電荷는  $C_1$ 과 點火코일로 된 共振回路에 흐르며 이 電流가 다이오드를 통해 方向이 反轉되고 SCR이 OFF되어 振動電流의 1周기가 끝나면 放電은 停止된다. 콘버터는 다시 동작하여 放電에 의해서 소비된 에너지를  $C_1$ 에 보충하여 준다.

CDI시스템은  $C_1$ 의 크기와 콘버터의 電壓으로 放電 持續時間과 出力電壓을 조절할 수 있으며 트리거回路는 디스트리뷰터接點이 열릴 때만 동작하므로 接點의 bounce와 慣性의 영향을 제거할 수 있다.

2.2 設計條件

일반적인 개소린 엔진 自動車에 사용하기 위하여 電池電壓 12V, 6氣筒엔진, 最高速度 6,000rpm까지 사용할 수 있어야 하며, 自動車内部溫度  $-30^{\circ} \sim 80^{\circ}C$ 에서 電池電壓이 6V(始動時)乃至 17V(레귤레이터 故障時)의 범위에서 安定된 동작을 해야 한다.<sup>(1,2,3)</sup> 그리고 다음과 같은 最適點火條件을 만족해야 한다.<sup>(3)</sup>

- (a) 스파이크持續時間 :  $200\mu\text{sec} \sim 250\mu\text{sec}$
- (b) 스파이크電壓 :  $22\text{kV} \sim 30\text{kV}$
- (c) 스파이크에너지 :  $10\text{mj}$
- (d) 電壓上昇時間(點火코일 2次電壓이 上昇하기 시작할 때 부터 스파이크가 일어날 때 까지의 時間) :  $10 \sim 30\mu\text{sec}$ .

3. 回路各部分의 解析 및 實驗結果

3.1 點火코일

먼저 SCR이 導通하기 시작해서 부터 點火코일의 2次電壓이 어떤 上昇率로서 몇 v까지 도달할 수 있는가를 알아보자. 簡單을 위하여 그림 1에서 코일의 損失이 없다고 가정하고 또 스파이크가 일어나기 전까지는 2次側은 開放된 상태이므로 이것을 가정한다면 SCR 導通後의 1次電壓  $v_1(t)$  및 2次電壓  $v_2(t)$ 는 간단한 解析으로 다음과 같이 求해진다\*(1次, 2次코일의 漂遊容量은 각각  $C_1, C_2$ 에 포함시킨다).

$$v_1(t) = \frac{E_c / (1-k^2)}{L_1 L_2 C_1 C_2 (\Omega_2^2 - \Omega_1^2)} \left[ \frac{(L_2 C_2 \Omega_1^2 - 1)}{\Omega_1^2} \cos \Omega_1 t - \frac{(L_2 C_2 \Omega_2^2 - 1)}{\Omega_2^2} \cos \Omega_2 t \right] \quad (1)$$

$$v_2(t) = \frac{k E_c / (1-k^2)}{C_2 \sqrt{L_1 L_2} (\Omega_2^2 - \Omega_1^2)} (\cos \Omega_1 t - \cos \Omega_2 t) \quad (2)$$

但  $\Omega_1^2, \Omega_2^2 = \frac{\omega_1^2 + \omega_2^2 \pm \sqrt{(\omega_1^2 + \omega_2^2)^2 - 4(1-k^2)\omega_1^2\omega_2^2}}{2(1-k^2)}$

(±複號中 +는  $\Omega_2^2$ , -에  $\Omega_1^2$ 에 對應)

$\omega_1^2 = 1/L_1 C_1, \omega_2^2 = 1/L_2 C_2$

k = 結合係數

$E_c = C_1$ 의 初期充電電壓

$v_1(t)$ 은 周期가 길고 振幅이 큰 正弦波와 周期가 짧고 振幅이 작은 正弦波와의 疊이고,  $v_2(t)$ 는 振幅이 같으나 周期가 크게 다른 2개의 正弦波의 疊임을 볼

수 있다. 그림 2는點火코일로 現代洋行製 ATLAS LB 88-3 12V ( $L_1=5mH$ ,  $L_2=56H$ ,  $k=0.9$ ,  $R_1=1.38\Omega$ ,  $R_2=11.1k\Omega$ , 2次側漂遊容量=45pf)을 使用했을 때 觀測된  $v_1, v_2$ 의 波形이고

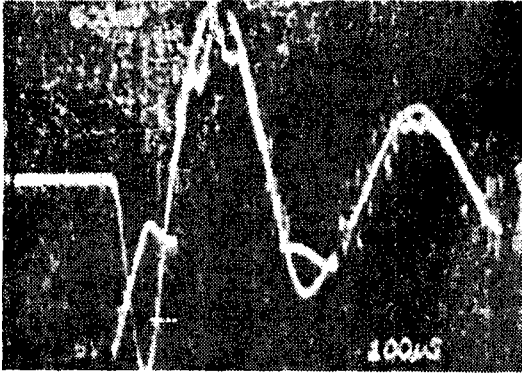
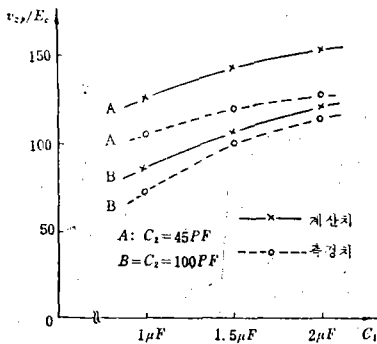


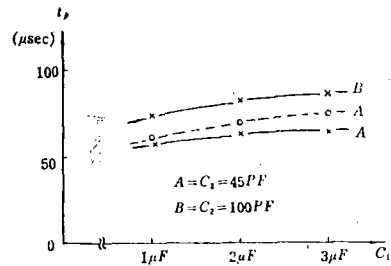
그림 2. 스파아크 플라그를 달지 않고 방전 시킬 때 觀測된 1차 및 2차 전압파형 ( $L_1=5mH$ ,  $L_2=56H$ ,  $k=0.9$ ,  $C_1=1.5\mu F$ ,  $C_2=45pF$ ,  $E_1=175V$ ; 靜電파에 가까운 깨끗한 파형이 2차전압, 고주파진동이 중첩된 것이 1차전압; 1차전압 scale=500mV/div×100, 2차전압 scale=5V/div×1000)

그림 3 (a), (b)는 각각  $C_1$ 의 몇개의 值에 대한  $v_2$ 의 尖頭值  $v_{2p}$  및 最初의 피이크가 일어나는 時間  $t_p$ 의 理論值와 實測值이다.  $v_{2p}$ 의 理論值計算에 있어서는 式(2)의 振幅에 減衰項  $e^{-\Omega_1 \delta t_p}$ 을 곱했다. \*\* 以上과 같은 간단한 모델로서는 觀測波形全體를 충분히 설명할 수는 없으나 실제로 觀測의 대상이 되는  $v_{2p}$ 와  $t_p$ 에 대해서는 工學的으로 충분히 의미있는 值를 준다. 點火코일의 2次전압이 증가하여 처음으로 스파아크 갭의 絶緣破壞電壓을 넘으면 스파아크가 일어나고 1次的 振動電流 (곧 SCR電流)는 피이크에 도달한다(그림 4參照). SCR의 電流定格을 구하기 위해서는 이 피이크電流를 알아야 한다. 실제로 스파아크 플라그를 달고 觀測할 대의 波形(그림 4)을 보면  $v_2$ 는 스파아크가 개시되면 급격히 떨어지고 一定電壓을 유지하나(1kV以下)  $i_2$ 는 복잡한 變化를 한다. 한便 1次전류  $i_1$ 과 전압  $v_1$ 은 스파아크 開始前後를 통하여 大體로 smooth한 正弦波 1사이클을 그리고 끝난다. 그러므로  $i_1$ 의 피이크值 및 周期를 求하는 限, 문제를 단순화하기 위하여 2次側이 처음부터 短絡하여 있다고 가정하고  $i_1(t)$ 를 구하면 간단한 解析으로

$$i_1(t) = \frac{E_c e^{-\omega_0 \delta t}}{L \omega_0 \sqrt{1-\delta^2}} \sin(\omega_0 \sqrt{1-\delta^2} t) \quad (3)$$



(a)



(b)

그림 3. (a)  $C_1$ 에 따른  $v_{2p}/E_c$ 의 變化. (b)  $C_1$ 에 따른  $t_p$ 의 變化 ( $L_1=5mH$ ,  $L_2=56H$ ,  $k=0.9$ )

단  $L=L_1 \sqrt{1-k^2}$ ,  $\omega_0^2=1/LC_1$ ,  $\delta = \frac{R_1 + kR_2/n^2 \sqrt{C_1}}{2L}$

$R_1, R_2$ : 1次, 2次 코일의 저항

그림 5 (a), (b)는 各各  $C_1$ 의 몇개의 值에 대한 1차전류(곧 SCR전류)의 尖頭值  $I_{p1}$ 과 電流波周期  $T$ 의 理論

\*\* 그림 1에서  $C_1$ 이  $E_c$ 로 充電되어 있을 때 SCR이 導通되는 순간을  $t=0$ 로 잡고 1次 및 2次回路的 loop equation을 세워서 分 다음  $\frac{1}{C} \int i dt$ 에 의하여 電壓을 구하면 된다.

\*\* 式(1), (2)는 시스템에 損失이 없는 경우이다. 실제로는  $\Omega_1$ 이  $\Omega_2$ 에 比하여 相當히 크므로 損失이 있는 경우 振幅減衰를 係數  $e^{-\Omega_1 t}$ 로 近似的으로 표시할 수 있다. 式(3)參照.

值(式(3)에 依함)와 實測值이다. 매우 간단한 回路 모델과 相當한 假定을 썼지만 工學的으로 充分히 有用한 結果를 주는 것을 알 수 있다.

### 3.2 主要部品の 定格決定

以上的 結果로부터 CDI設計에서 기본적으로 필요한 몇가지 部品の 定格을 決定할 수 있다.

(1)  $C_1$ : 스파아크 持續時間은 200 $\mu s$ 는 넘어야 하는데 (2.2節 參照) 그림 5(b)로부터  $C_1=1.5\mu F$ 로 잡으면 충분하다.

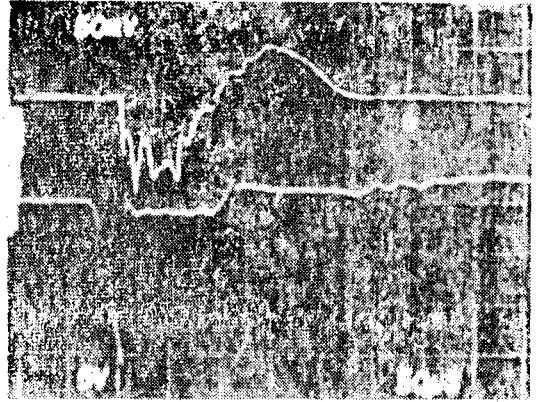
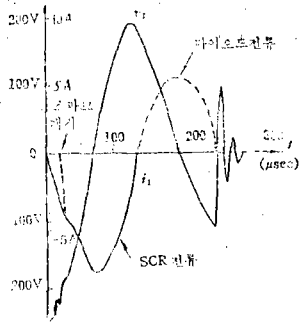


그림 4. 스파이크 플라그를 달고 放電시킬 때 觀測되는 1次(a) 및 2次(b)의 電流와 電壓波形 ( $E_1=250V$ ,  $C_1=1.5\mu F$ , 其他의 파라미터는 그림 2와 同一함. (b)에서는 윗쪽이  $i_2$ , 50 mA/div; 아랫쪽이  $v_2$ , 5kV/div.)

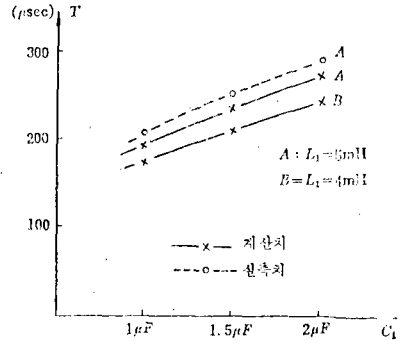
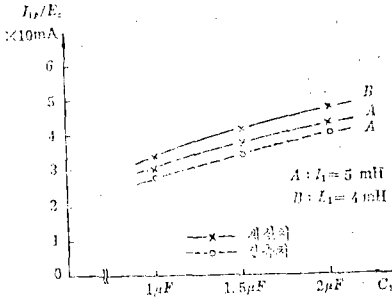


그림 5.  $C_1$ 에 따른 SCR 전류의 피크값  $I_p$ (a)와 1차전압 周期  $T$ 의 변화. ( $E_1=150V$  以外는 그림 4와 同一한 파라미터值)

(2) 콘버터 出力電壓: 그림 3(a)에서  $C_1=1.5\mu F$ 일 때 약 100倍 昇壓되므로 出力電壓 25kV을 얻기 위해서는 콘버터 出力電壓은 250V가 되어야 한다.

(3) SCR의 定格: SCR나 다이오드에 가장 부담을 주는 상태 즉 供給電 17V, 6氣筒엔진 6000rpm(300 sparks/sec)을 생각하면 바리스타가 없는 경우  $C_1$ 의 充電電壓은 350V 정도가 된다. 넉넉히 400V로 잡으면 그림 5(a)로부터 SCR의 피크電流는 대략 15A가 된다. SCR에 전류가 흐르는 時間을 넉넉히 120μsec로 잡고 rms值를 구하면 약 2A가 된다. 즉 周圍溫度 100°C에서 rms 2A를 흘릴 수 있는 SCR를 선택해야 하며 그 規格表로부터 SCR의 尖頭電力, 平均電力을 구하고 또 그 熱抵抗, 接合部 動作溫度, 周圍溫度 등으로 부터 所要의 heat sink를 設計하는 것은 普通의 方法대로 하면 된다<sup>(23)</sup>.

(4) 다이오드: 前述한 바와 같이 最惡狀態에서 인버터의 出力電壓을 400V로 잡고 인버터의 스파이크(sp-

ike)電壓을 그 1.5倍로 조정하면 다이오드에는 最大 600V가량 걸린다. 이유를 두어 PIV 800V의 다이오드를 사용한다. 한편 다이오드에 흐르는 電流는 實驗結果 SCR의 약 3/4이였으며 (그림 4(a) 參照) 인버터出力에 브릿지型整流器를 사용한 경우 그 不均衡으로 因해 한 쪽 通路의 다이오드에 더 큰 電流가 흐른다는 사실을 감안하여 1A (rms) 정도의 다이오드를 사용하면 될 것이다.

### 3.3 SCR保護回路

(1)  $dv/dt$ 에 의한 트리거發生防止回路

SCR은 npn素子이므로 遮斷狀態에서 逆電壓이 걸리는 pn接合에 空間電荷容量이 存在한다. 만일 SCR의 陽極-陰極間 電壓  $v$ 의 上昇率이 크면 이것에 의해 上記容量이 充電되는 電流는 게이트에 電流를 흘려주는 것과 같은 效果를 發生하여 SCR을 트리거시킨다<sup>(15)</sup>. 이러한 트리거를 억제하기 위하여 그림 6과 같이

SCR의 양극-음극간에 커패시터  $C_3$ 를 넣어  $dv/dt$ 를 억제하던지 게이트에 커패시터  $C_4$ 를 넣어  $dv/dt$ 에 의한 전류가 게이트와 음극간의 pn접합으로 흐르는 것을 억제해야 한다. 여기서는 두가지 方法을 다 쓰기로 하였다.  $C_4$ 의 효과는 게이트 리드선에誘起되는 高周波成分에 의해 SCR이 ON되는 것을 막아줌으로써  $dv/dt$ 定格을 緩和시키는데 있으나 이에 대한 解析은 SCR의 모델 때문에 매우 어려우므로  $C_3$ 만의 효과를 解析하기로 한다

$C_3$ 의 効果는 다이오드와 SCR의 스위칭회로가 OFF되어 放電이 끝날 때  $C_1$ 에 充電된 전압  $E_c'$ 가 갑자기 SCR

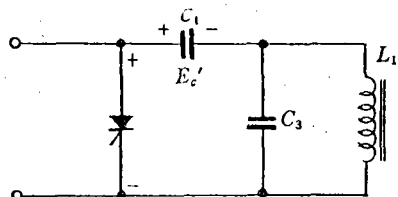


그림 6.  $dv/dt$ 를 抑制하기 위한 回路

에 걸리지 않게 하기 위하여 SCR에  $E_c'$ 와 거의 같은 電壓을 反對極性으로 가해 줌으로써  $dv/dt$ 를 억제하는데 있다. SCR에는  $C_3$ 가 點火코일을 통해서 放電된 電

$$v = E_c' - \frac{E_c' / (1 - k^2)}{L_1 L_2 C_0 C_3 (\Omega_2'^2 - \Omega_1'^2)} [(L_1 L_2 \Omega_1'^2 - 1) \cos \Omega_1' t - (L_2 C_2 \Omega_2'^2 - 1) \cos \Omega_2' t]$$

$$\text{단 } \Omega_1'^2, \Omega_2'^2 = \frac{\omega_1'^2 + \omega_2'^2 \pm \sqrt{(\omega_1'^2 + \omega_2'^2)^2 - 4(1 - k^2)\omega_1'^2 \omega_2'^2}}{2(1 - k^2)}$$

(± 複號中 +는  $\Omega_1'^2$ , -는  $\Omega_2'^2$ 에 對應)

$$\omega_1'^2 = 1/L_1 C_3, \quad \omega_2'^2 = 1/L_2 C_0$$

여기서  $\omega_1' \gg \omega_2'$ 이므로

$$\Omega_1' = \frac{1}{\sqrt{(1 - k^2)L_1 C_3}}, \quad \Omega_2' = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_0}}$$

$$\left. \frac{dv}{dt} \right|_{max} = \frac{E_c'}{\sqrt{(1 - k^2)L_1 C_3}} \quad (4)$$

뿐만 擘 簡 略 이므로 式(1)을 참고하여  $C_3$ 의 몇가지 值에 대하여 실험한 결과 式(4)는 5%以內에서 正確하였다. 처음에  $C_3 = 0.01 \mu F$ 로 동작시켰을 때  $100^\circ C$ 에서  $dv/dt$ 에 의해 트리거되어 나타나는 2周期동안의 放電이 가끔 일어났으나,  $C_3 = 0.015 \mu F$ 로 했더니 이러한 현상이 거의 없어졌다.

(2)  $di/dt$ 에 의한 SCR破壞 防止回路

SCR이 게이트電流에 의해 ON될 때 게이트 가까운 부분부터 ON상태가 되어 간다. 이때는  $di/dt$  ( $i$ 는 陽極電流)가 크면 먼저 ON상태가 된 부분에 전류가 密集하므로 SCR을 파괴하게 된다<sup>(15)</sup>. SCR의  $di/dt$ 는 보통  $dv/dt$  抑制用 커패시터  $C_3$ 의 SCR ON時的 充電에 의한

成分이 가장 크며  $di/dt$ 억제를 위해 그림 6과 같이 可飽和인 磁心  $L$ 을 양극과 直列로 삽입한다. 다이오드  $D_5$ 는  $L$ 에 의한 서어지電壓을 억제하기 위한 것이고 저항  $R$ 은 접화스위치가 OFF될 때  $C_1$ 에 充電된 電壓을 放電시키기 위한 것이며 低速에서는 스와이크電壓에 의한  $C_1$ 의 充電電壓上界를 막는다.  $v_L = L di/dt$ 로부터  $di/dt|_{max} = E_c/L$ . 이로부터 SCR의  $di/dt$ 定格과

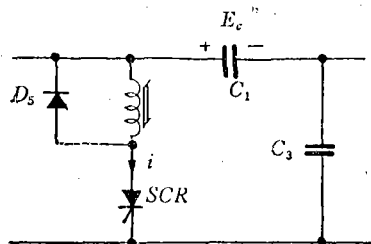


그림 7.  $di/dt$ 를 抑制하기 위한 回路 所 要의 인덕턴스와의 關係를 구할 수 있다.

3.4 트리거회로

SCR트리거信號의 pick-up은 現用디스트리뷰터의 接點에 의한 것으로 하되 無接點디스트리뷰터도 使用할 수 있어야 하며 아래와 같은 條件을 만족해야 한다.

- (a) 接點이 열릴 때 SCR이 turn on에 되어야 한다
- (b)  $-30^\circ C$ , 電池電壓 6V에서도 SCR을 충분히 ON시킬 수 있어야 하며  $100^\circ C$ , 17V에서 SCR에 악영향을 주지 않아야 한다.
- (c) 接點의 bounce에 의한 트리거가 일어나지 않아야 한다.

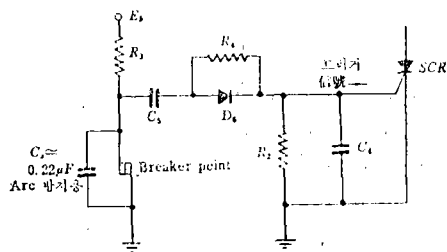


그림 8. SCR트리거 回路

이와 같은 條件을 만족하는 여러가지 回路中 그림 8과 같은 RC회로를 사용하기로 하였다. 이 방법은 接點(breaker point)에 흐르는 전류가 작기 때문에 在來의 Kettling點火方式에서 보다 接點壽命이 2~4倍延長된다\*. 또 이 방법은 펄스增幅器만 첨가하면 無接點디스트리뷰터에도 사용할 수 있다.

(脚註) \*接點이 漸次的으로 용융하면 高압발생시간이 달라져서 點火를 얻을 수 없기 때문에 다시 소위 tuning-up를 해야 한다.

接點이 열리면  $R_3, C_4$ 회로를 통하여 전류펄스가 SCR 게이트에 공급되면서  $C_4$ 가 충전된다. 다음에 접點이 닫히면  $C_4$ 에 충전된 電荷는  $R_4$ 를 통해 천천히 방전되기 때문에 접點이 닫힐 때의 bounce에 의한 SCR트러거 電壓이 억제된다. 이 회로에서 SCR게이트의 入力等價임피던스가 求해져야만 완전한 解析을 할 수 있겠으나 이것은 지극히 어려운 일이다. 다만 그림 9의 觀測波形에서 보다싶이 트리거된 後 게이트電壓은 대체로 一定值를 가지므로 그것을  $V_g$ , 또 다이오드  $D_6$ 에서의 電壓降은  $V_D$ 라 하면 트리거電流  $i_{tr}$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$i_{tr} = \left[ \frac{C_5 E_b}{R_3(C_5 + C_6)} - \frac{C_5^2}{R_3(C_5 + C_6)^2} (V_D + V_g) \right] \exp \left[ \frac{-t}{R_3(C_5 + C_6)} \right] \quad (5)$$

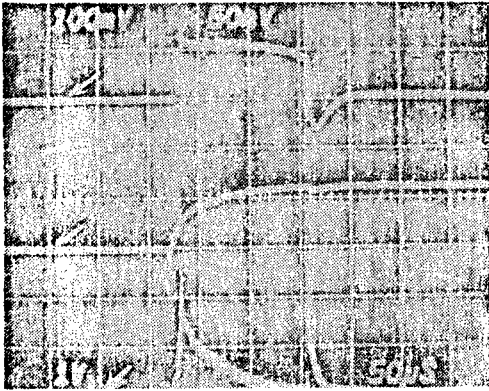


그림 9. 트리거 回路의 波形 (50μs/div)

$R_3$ 의 값은 25~50Ω가 적당하고 電力定格이 높은 것을 사용한다.  $C_5$ 는 식(5)에서의 時定數  $R_3(C_5 + C_6)$ 가 SCR이 ON되어 있는 時間(약 100μs)의 1/4정도가 되도록 定하면 된다.  $R_4$ 의 값은 디스트리뷰터의 접점의 dwell time이 스파이크사이의 時間(13.3msec)의 半정도이므로  $R_4 C_4 = 1.67msec$ 의 관계로부터 定하면 된다.

3.5 DC-DC 電壓컨버터

CDI에 적합한 컨버터는 다음 條件을 만족해야 한다

- (a) 整流回路는 브릿지型이어야 하고
- (b) 自動的으로 始動해야 하고
- (c) 過負荷에 대해서 自動的 保護가 되어야 하고
- (d) 動作電壓은 6~17V
- (e) 熱的安定度가 높고
- (f) 效率이 높아야 한다.

그림10의 인버터회로에 브릿지型 整流器를 단 것을 使用하기로 한다. 여기서 變壓器는 可飽和 材料를 쓴다.

(1) 動作原理

$Q_1$ 과  $Q_2$ 中 먼저  $Q_1$ 의 전류가 증가하기 시작한다면  $V_{f1}$ 은  $Q_1$ 의 전류를 증가시키는 方向으로 正歸還하고  $V_{f2}$ 는  $Q_2$ 를 차단시키는 方向으로 正歸還한다. 이리하여  $Q_1$ 은 飽和되고  $I_{c1} = \int_0^t \frac{V_m}{L_{11}} dt$ 에 의하여 전류가

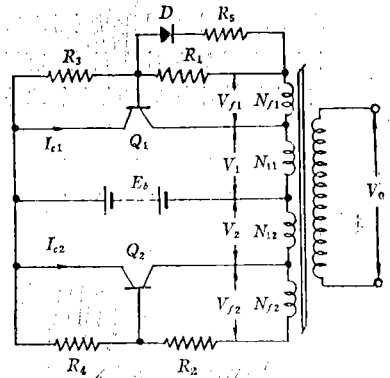


그림 10. 인버터 回路

Upper trace: gate 전압 (1V/div)

Middle trace: 逆轉되어  $V_1$ 이 더욱 감소되는 方向으로 正歸還 접점 전압 (10V/div)

Lower trace: gate 전류 (50mA/div)

증가된다. 이 전류에 의해 변압기鐵心이 포화되면  $V_{f1}$ 은 감소한다.  $I_{c1}$ 의 감소로  $V_{f1}$ 의 전압은 逆轉되어  $V_1$ 이 더욱 감소되는 方向으로 正歸還 되므로  $Q_1$ 은 차단되고 이와 반대로  $V_{f2}$ 는  $Q_2$ 의 전류가 증가되는 方向으로 逆轉되어  $Q_2$ 에 가해 지므로  $Q_2$ 가 포화되어  $I_{c2}$ 가 증가된다.  $Q_2$ 의  $I_{c2}$ 에 의해 철심이 역방향으로 포화되면 다시 상태가 바뀌어 발진이 계속된다. 이렇게  $Q_1, Q_2$ 는 교대로 ON, OFF되고 이에 따라  $V_{in}$ 은  $N_{11}, N_{12}$

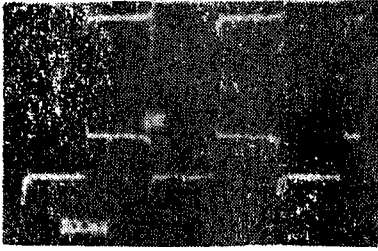
에 교대로 印加된다. 결국 DC전압을 AC 矩形波電壓으로 변환시켜  $N_1:N_2$ 의 電壓比로 昇壓시켜 준다. 그림11은 인버터 各部의 波形이다. 트랜지스터의 스위칭에 의하여 인덕턴스에 흐르는 전류를 갑자기 끊어주므로 必然的으로 電壓스파이크가 생긴다. 이것이 너무 크면 시스템에 高電壓이 걸리므로 이것을 제한해야 한다. 그러나 스파이크 電壓이 어느정도 있어야 트랜지스터의 스위칭이 빨리 되고 스위칭損失이 적어지고 發振始動 時間도 단축되어 有利하다. 또 크랭킹速度에서 變壓器 電壓이 떨어지고 따라서 點火코일 2次전압이 떨어질 때 스파이크電壓이 充電用카파시터  $C_1$ 에 충전되어 이 電壓降下를 보상해 줄 수 있다.

(2) 變壓器

鐵心은 可飽和材料가 적당하며 경제적인 이유로 雜素鋼EI型을 사용하기로 했는데 鐵損은 아래 式에서 보 다시되 낮은 주파수에서 적으나 反面 鐵心의 크기는 증가시켜야 한다.

鐵損 = 히스테레시스損 + 渦流損

$$= \eta f B_{max}^1 \cdot 6 + \frac{\pi^2 t^2 B_{max}^2}{\rho} f^2 \quad (\text{watt/m}^2)$$



a) Upper trace:  $V_{BE}$  (5V/div.)  
Lower trace:  $V_{CE}$  (20V/div.)



(b) Upper trace: 2차전압 (500V/div)  
Lower trace: 코오팀전류 (2A/div.)

그림 11. 인버터 各部의 波形

단  $f$ =주파수,  $t$ =두께,  $\rho$ =도전율,  $\eta$ =히스테레시스常數

실험에서 사용한 鐵心은 57mmEI型, 材質은 JIS S-12, 두께는 0.35mm였다. stacking factor=0.9,  $B_{max}$  =13K gauss, 鐵心面積=4cm<sup>2</sup>로서 26회 감으면 되지만 실제로는 28회 감아서 250Hz로 만들 수 있었다. 1次側은 28T×2, feed back 捲線은 3V로 계산하여 7회, 2次捲線은 260V, 607회로 하였다.

(3) 發振周波數

供給電壓을  $E_b$ 라 하면 그림10에서  $V_1 = N_{11}d\phi/dt$ . 이것을 히스테레시스의 한 loop 기간동안 積分하면  $E_b T/2 = 2N_{11}\phi_{max}$ . 여기서 T는 周期이므로

$$f = \frac{E_b}{4\phi_{max}N_{11}} \quad (7)$$

단  $\phi_{max} = kAB_{max}$  ( $k$ =stacking factor,  $A$ =core area)

(4) 트랜지스타의 電流

그림10에서  $R_3, R_4 \gg R_1, R_2$ 이며 各捲線이 완전히 結合되어 있다고 가정하면  $Q_1$ 이 ON되어 있을 때 다음이 成立한다.

$$\frac{\phi - \phi_K}{k} = N_{11}i_{11} - N_{f1}i_b - N_2i_0$$

단  $\phi_K$ 는 히스테레시스曲線이  $\phi$ 軸과 맞나는點(殘留磁束)이며  $k$ 는 이 點에서의 기울기이다. 위 式에

$$v_{11} = N_{11}d\phi/dt = E_b - V_{CE}$$

$$i_0 = (1/R_0)N_2 d\phi/dt$$

$$i_b = i_c / (\beta + 1) \quad i_{11} = i_c + i_c/\beta$$

을 代入하면

$$i_c = \frac{1}{N_{11} + 1/\beta - N_{f1}/(\beta + 1)} \left\{ \frac{\phi - \phi_K}{k} + \frac{N_2^2}{R_0 N_{11}} (E_b - V_{CE}) \right\}$$

但  $N_b = \frac{(E_b - V_{CE})N_{f1}/N_{11} - V_{BE}}{R_1} \quad (8)$

$R_0$ : 가장부하,  $E_b$ =공급전압

위에서 渦流損 등의 손실은 생략하였다.  $R_b, C_b$ 의 영향은  $E_b$ 대신  $E_b - I_{11}R_b - di/dt/C$  ( $di$ 는 전류 스파이크등에 의한 전류 변화량이다).

(4) 바이어스回路

$R_3$ 과  $R_4$ 는 트랜지스타의 發振이 쉽게 일어나도록  $Q_1, Q_2$ 에 바이어스를 걸어 주기 위한 것으로 넓은 전압범위에서 동작시켜야 하므로  $R_3$ 은 6V정도에서  $Q_1$ 의 베이스에,  $R_4$ 는 12V정도에서  $Q_2$ 에 cut-in電壓을 가해 주기 위한 것이며 D는 17V에서 熱安定을 얻기 위한 것이다.

4. 試作品 試驗結果

그림12는 많은 實驗을 거쳐서 最終적으로 선정된 CDI시스템試作品의 回路圖이다.

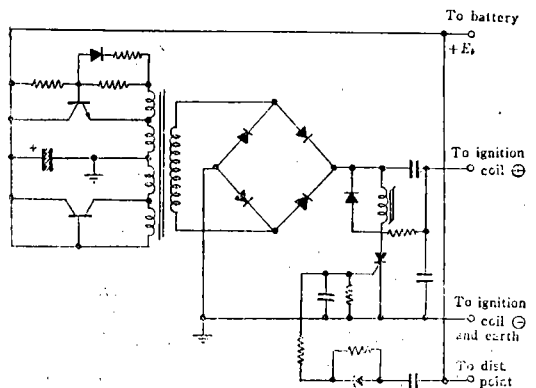


그림 12. 試作品의 回路圖

이 試作品에 點火코일 ATLAS LB 88-3 12V(現代洋行製)을 연결하여 실험한 결과, 마라스타抵抗을 달면 出力電壓이 10%정도 떨어졌다. 1秒當 300개의 트리거 펄스로 동작시킬 때 마라스타에는 3V가량의 전

압강하가 있었다.

실험실에서의 온도시험은  $-30^{\circ}\sim+100^{\circ}\text{C}$ 에서 실시하였으나 동작에 異常이 없었다. 17V에서 피이크電流는 바리스타가 없을 때 5.5A 정도였으며 있을 때에는 4.8A정도였다. 그러므로 잘 整備된 레귤레이터를 쓰면 높은 전압을 얻기 위하여 바리스타를 안 써도 안정되게 동작함을 알 수 있다.

그림13는 實驗裝置의 사진이며 그림14는 實裝한 경우의 사진이다. 또 그림15에는 12V에서 實測된 出力電壓 및 消費電流를 그렸다. 여기에는 比較을 위하여



그림 13. 實驗裝置

在來式 點火裝置에 對한 것도 그렸다. 2차 출력전압은 1000:1의 高壓 probe을 이용하여 오실로스코프로서 측정하였다.

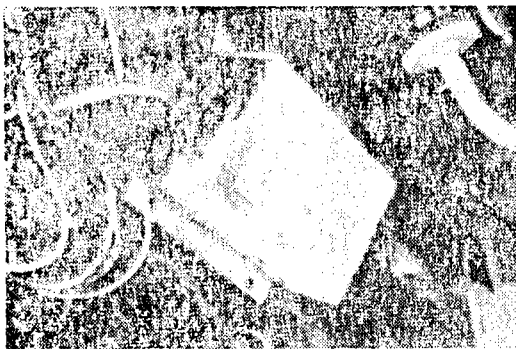


그림 14. 實裝狀態

開發된 CDI시스템을 實裝한 경우의 燃料節約의 效果를 측정하기 위하여 서울↔永同間, 서울↔臨津閣間을 走行試驗을 하였다. 그 결과 70km/h의 經濟速度에서는 6%, 47km/h程度の 속도에서는 8.3%의 燃料節約이 이루어짐을 確認하였다. (이 실험목적을 위하여 별도의 燃料탱크를 만들었으며 mess cylinder로서 燃料를 정확히 측정하였다.)

그러나 市中運行에서는 40km/h 內외의 속도로 走行하고 또 자주 停車하므로 이런 상태에서는 CDI의 偉

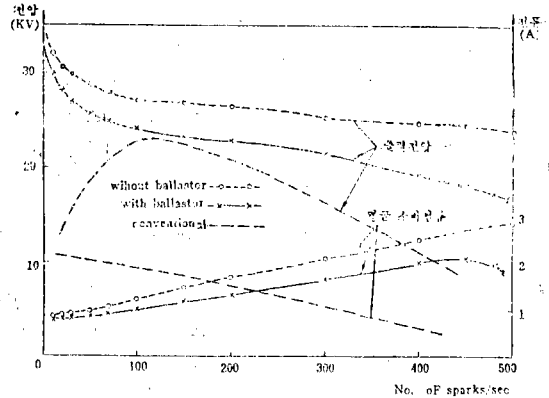


그림 15. 12V 배터리電壓에서의 出力電壓 및 消費電流

력이 더욱 발휘된 것으로 추측되며 10%정도의 燃料節約을 기대할 수 있다.

排氣개스試驗은 現代自動車서비스 센터에서 Pulser 90 Exhaust Gas Analyzer를 사용하여 실시하였으며 그 결과 CO%가 idling속도에서는 1/3로 감소되고 定速에서는 1/7~1/2로 감소됨을 確認하였다. NOx, 炭化水素등에 대한 시험은 國內施設로는 정확하게 할 수 없다.

5. 結 論

以上 解析의 및 實驗的으로 CDI시스템을 設計하는 方法을 연구하였다. 特히 주어진 點火코일, 充電用카파시터, 高壓側負荷로 구성된 放電시스템에 대한 單純化된 모델에 의하여 點火코일의 電壓, 電流를 計算하여 實驗値와 比較하였으며 이로 부터 放電카파시터의 値와 定格, SCR와 다이오드의 定格 및 DC-DC컨버터의 所要出力電壓等을 最適點火條件이 만족되도록 決定하였다. 또 過大한  $dv/dt$  및  $di/dt$ 에 대한 SCR保護回路를 解析하고 觀測結果와 比較하였으며 이로 부터 SCR選擇, 保護回路 및 트리거 回路의 設計가 容易해졌다. 또한 DC-DC 콘버터回路가 解析的 및 實驗的 結果를 기초로 하여 그 設計法을 單純化하였다.

以上の 結果에 의하여 設計된 CDI시스템을 試作하였다. 實驗室內 및 路上에서 試驗한 結果  $-30^{\circ}\sim+100^{\circ}\text{C}$ 의 周圍溫度에서 異常없이 동작하였으며, 燃料節約率 6%~10%와 排氣개스中 CO含率이 1/2~1/7정도로 감소되는 良好한 結果를 얻었으며 tune-up頻度를 1/2~1/3로 줄여도 무방함을 고려한다면 長期의 使用에서 더욱 效果가 있을 것이 期待된다.

最後로 本研究事業은 科學技術處와 現代洋行의 共同財政支援下에 遂行되었음을 밝히며 特히現代洋行 金鍾律部長과 權中圭次長의 積極的 協力에 感謝하는 바이다.



## 參考文獻

1. C.R. Stevens, "Energy storage and the criteria for proper ignition in the internal combustion engine," IEEE Trans. on Industrial Electronics and Control Instrumentation, March 1965.
2. R.F. Graf et al, *Automotive Electronics*, 2nd ed., Howard W. Sams & Co., 1971.
3. R.T. Lovrenich, "The physics of electronic ignition, SAE International Summer Meeting Paper 704B, June, 1963.
4. W. Miller, "Fast break induction," Automotive Engineering Congress, Paper 652D, Jan. 1963.
5. W.H. Crouse, *Automotive Electrical Equipment*, 5th ed., McGraw-Hill, 1966.
6. Tepper et al, *Transistor Ignition System*, John F. Ryder Pub., 1965.
7. W.R. Eason, "Voltage rise-time—a new ignition criterion," Automotive Engineering Congress, Paper 625C, Jun. 1963.
8. H.C. Welch, "Solid state ignition," SAE International Summer Meeting, Paper 704A, June 1963.
9. J.T. Hardin, "Capacitor discharge ignition," SAE Cleveland Section Meeting, Paper S414, Dec. 1964.
10. "Electronics for your car," Radio Electronics, April 1972.
11. "How tough is the environment for auto electronics," *Automotive Engineering*, Jan. 1974.
12. W. Alexander et al, "An experimental electronic ignition system," *Electronic Engineering*, Dec. 1964.
13. R. von Houton, "A new ignition system for cars," *Electronics*, Oct. 5, 1964.
14. General Electric, *SCR Manual*, 5th ed. 1972.
15. F.E. Gentry et al, *Semiconductor Control Rectifier*, Prentice Hall, N.I. 1964.
16. T. Roddam, *Transistor Inverters and Converters* D. van Nostrand Co., 1963.
17. E.R. Hnatek, *Design of Solid State Power Supplies*, van Nostrand Co., 1971.
18. N.R. Grossner, *Transformer for Electronic Circuits*.
19. Texas Instrument Inc., *Transistor Circuit Design*, McGraw-Hill, 1963.
20. G.E. Spanlding, Jr., "Transistor switched ignition system," Automotive Congress, Paper 132A, Jan. 1960.
21. F.C.Y. Lee and T.G. Wilson, "Analysis and modeling of a family of two transistor parallel inverters," IEEE Trans. on Magnetics, vol. Mag-9, No. 3, Sep. 1973.
22. F.C.y. Lee and T.G. Wilson, "Voltage-spike analysis for a free-running parallel inverters," IEEE Trans. on Magnetics, vol. Mag-10, No. 3, Sep. 1974.