

高感度 單相力率計의 設計 및 試作

朴 正 后*

Design and Implementation of High Sensitivity Single Power Factor Meter.

Chung-Hoo PARK*

Abstract

The forming and design method of single power factor meter is suggested and the sensitive phase angle detect circuit of current and voltage of load was dealt with.

In this paper, in order to control and detect of phase angle of the current and voltage, operational amplifier comparator circuit and R-C phase shift circuit was used, and to detect the controlled voltage wave form, the transistor chopper pair circuit was used.

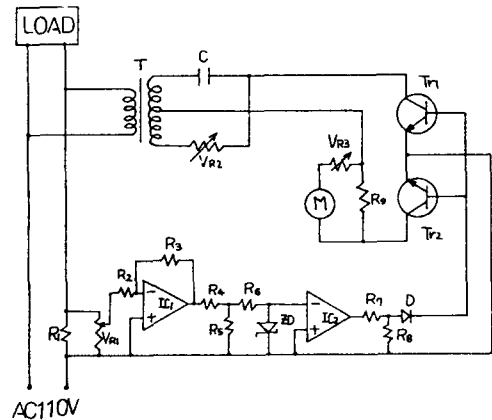
The test result of this power factor meter was good and reliable at the full range of power factor.

序 論

最近 電力의 면에서 力率, 位相角 혹은 無効電力 등의 數値는 重要한 要素로써 이들의 精確한 檢出을 行함으로써 電氣機械의 自動制御, 保護, 警報 등에 應用할 수 있는 手段이 될수있다, 特히 力率이 어떤 값이될때 릴레이를 動作시켜 發電機 혹은 受電端 負荷의 狀態, 送配電線의 潮流 등의 감시, 경보에도 이 力率의 精確檢出은 重要한 問題가 된다. 그러나 實用的 力率計는 負荷電流變化에 대한 誤差가 크고 1 [A] 以下에서는 實用性이 없다. 이런점을 해결하기 위하여 本 연구에서는 高感度力率計의 理論的 解析과 이 方案을 實驗으로 立證하려는데 力點을 두었다.

裝置 및 方法

本 實驗에서 T_{r1} , T_{r2} 의 두개의 트랜지스터로써 쇼퍼回路를 形成하고 R-C移相回路를 利用하여 力率檢出에 使用한 回路는 Fig.1과 같고 Fig.2는 實驗裝置이다.



- R_1 : 0.05Ω
- R_2 : $1K\Omega$
- R_3 : $100K\Omega$
- R_4 : $100K\Omega$
- R_5 : $100K\Omega$
- R_6 : $100K\Omega$
- R_7 : $10K\Omega$
- R_8 : $100K\Omega$
- R_9 : $10K\Omega$
- V_{R1} : $10K\Omega$
- V_{R2} : $10K\Omega$
- V_{R3} : $30K\Omega$
- IC_1, IC_2 : μ_a741
- ZD: RD-5
- T_{r1}, T_{r2} : 2SC372
- C: $1\mu F$
- T: 120/10V
- M: Moving coil type DC(A) (F.S. $10\mu A$)

Fig.1. Suggested power factor meter circuit.

* 釜山水產大學, National Fisheries University of Busan



Fig. 2. Experimental apparatus.

1. 트랜지스터 초퍼 회로의 구성 및 동작 원리

트랜지스터 초퍼 회로의 기본 구성은 Fig. 3과 같고 V_C 는 제어 전압으로써 정사각파 전압을 일반적으로 사용한다. 제어 전압 V_C 가 인가되면 베이스 전류가 흐르게 되고 이 베이스 전류가 트랜지스터를 포화시키면 트랜지스터는 ON 상태가 되고 트랜지스터의 Cut off 이하의 전압이 되면 OFF 상태로 되어 트랜지스터의 컬렉터 단자와 에미터 단자가 스위치 단자

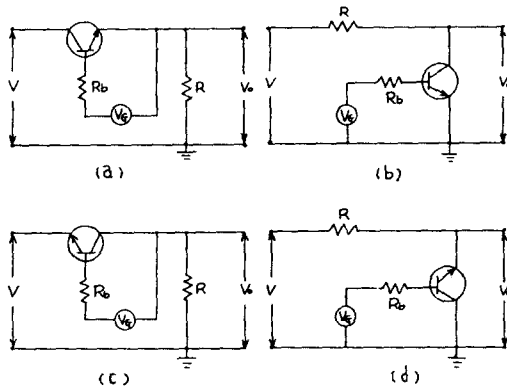


Fig. 3. Various forms of chopper circuit excited by a square wave gate V_C .
 (a) Series type, normal transistor connection.
 (b) Shunt type, normal connection.
 (c) Series type, inverted connection.
 (d) Shunt type, inverted connection.

로 사용된다. 본 실험에서 사용된 Fig. 3(a)에서 ON 상태에서 컬렉터와 에미터 사이의 전압은 다음과 같다.

$$V_{CE} \doteq \frac{\eta V_T}{B_I} \dots \dots \dots (1)$$

이식에서 η 는 접합 전이 영역 (junction transition region)에서의 carrier의 재결합 계수로써 게르마늄에 대해 1이고 실리콘에 대해서 2이며 V_T 는 사용 온도

에 대응한 전자볼트로서

$$V_T = \frac{kT}{e} \dots \dots \dots (2)$$

k : Boltzman constant ($k=1.380 \times 10^{-23} \text{J}/^\circ\text{K}$)

e : electron charge ($e=1.602 \times 10^{-19} \text{C}$)

T : absolute temperature

로서 표시되며 상온에서 $V_T=26 \text{[mV]}$ 를 갖는 값이다. 또한 B_I 는 트랜지스터의 전류 이득이다. OFF 상태에서 하중에 흐르는 전류는

$$I_E = \frac{I_{EO}(1-\alpha_N)}{1-\alpha_N\alpha_I} \dots \dots \dots (3)$$

I_{EO} : the emitter-junction reverse saturation current.

α_I : the inverted common-base current gain

α_N : the short-circuit common-base current gain

으로 주어진다. 이때 흐르는 전류를 I_Q 로 표시하며 off set 전류라 한다. 이 off set 전류는 트랜지스터 초퍼 회로의 오차로써 나타나며 off set 전압에 의해 발생된다. 그리하여 트랜지스터가 ON 할 때는 완전히 단絡 회로가 형성된다고 볼수있으나 OFF인 경우는 I_Q 라는 전류가 흐르게 된다. 이러한 결점을 제거하기 위하여 본 실험에서는 balanced chopper 회로를 구성하였으며 Fig. 4와 같다.

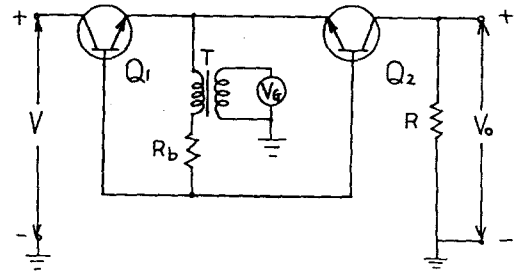


Fig. 4. A balanced transistor chopper pair.

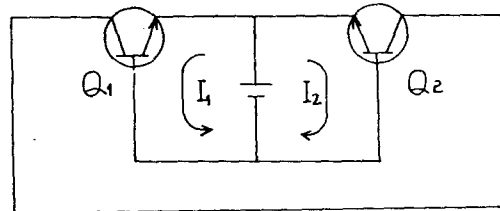


Fig. 5. Simplified balanced transistor chopper pair.

Fig. 4의 物理的 動作은 Fig. 3과 同一하나 off set 電流에 대한 效果는 Fig. 5와 같다. Fig. 5에서는 흐르는 電流가 아주적고 解析에 관계없는 要素는 除去한 等價回路로써 逆바이어스가 加해져 있다. Q_1 과 Q_2 의 에미터 接合點에 加해진 逆바이어스어 때문에 흐르는 電流 I_1, I_2 가 表示되어 있으며 트랜지스터의 特性이 同一하여 I_1, I_2 가 같을 경우 에미터 接合點에는 電流가 흐르지 않음을 알수있다. Fig. 5의 外側回路에 電流가 흐른다면 콜렉터 接合點에서 電流는 反對方向으로 교차하게 되며 外側回路 電流는 零이 되므로 off set 誤差를 除去할 수 있다.

2. 移相回路의 構成 및 動作原理

本實驗에서 使用된 移相回路는 Fig. 6과 같다. Fig. 6(a)는 移相回路의 原理圖이며 變壓器로써 2次 電壓을 발생시키고 콘덴서와 抵抗의 直列回路에 가하고 V_2 의 中心點과 콘덴서와 抵抗의 接續點간의 V_3

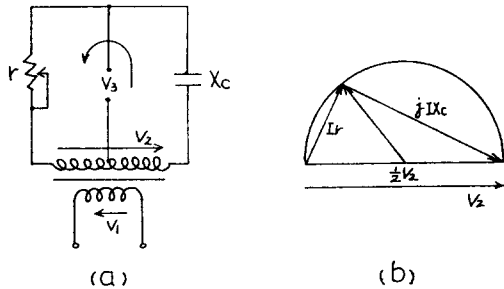


Fig. 6. R-C phase shift circuit.

電壓을 얻는다. 出力電壓 V_3 의 벡터圖는 Fig. 6(b)와 같이 半圓으로 된다. 抵抗을 變化시키면 電流 I 가 變化하고 V_3 의 位相이 變化된다. 原理的으로는 位相은 V_2 를 기준으로 해서 $0 \sim 180^\circ$ 의 變化를 행할수 있으나 실제 抵抗 r 은 短絡했을때 $0(\Omega)$ 에서 부터 어떤 有限值밖에 增加시킬수 없으므로 180° 變化까지는 不可能하지만 $0 \sim 150^\circ$ 程度까지는 實現可能한 값이 된다.

3. 演算增幅器의 回路 및 Comparator 回路

Fig. 1에서 IC_1 은 負增幅回路이고 增幅度는 100이다. IC_2 는 交流電壓 comparator回路로써 使用된 演算增幅器이고 交流入力電壓에 대하여 短形波 Pulse 電壓을 出力으로 얻을 수 있다. Fig. 7이 이때의 波形이다.

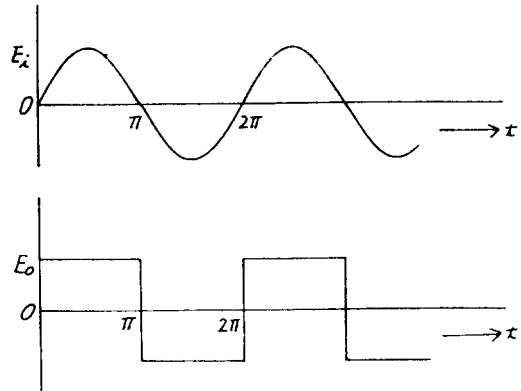


Fig. 7. Input voltage wave form.

이 回路는 交流入力波 E_i 에 대하여 理論的으로는

$$E_o = \frac{\infty}{R_i} E_i \dots\dots\dots (4)$$

로써 실제로는 수천내지 수만배로 增幅되어 入力信號 E_i 가 있으면 즉시 演算增幅器의 포화電壓을 나타내게 된다.

4. 力率檢出의 數學的解析

本實驗裝置에서는 測定回路 Fig. 1의 電流波形檢出 抵抗 R_1 에서 發生하는 交流電壓을 演算增幅器로써 一段增幅을 行하여 負荷 電流가 1[A]以下로 떨어지더라도 充分히 電流波形檢出을 行할수 있도록 構成하였다. 드 이 電壓을 다시 IC_2 의 comparator 回路를 通過시킴으로써 短形波電壓을 얻었으며 이 短形波電壓의 十部分일때만 T_{r1} 과 T_{r2} 가 포화되어 電流가 흐르므로써 이때만 電壓 V_o 가 負荷에 加해지도록 트랜지스터 쇼퍼 回路로 구성하였다. Fig. 8은 이關係

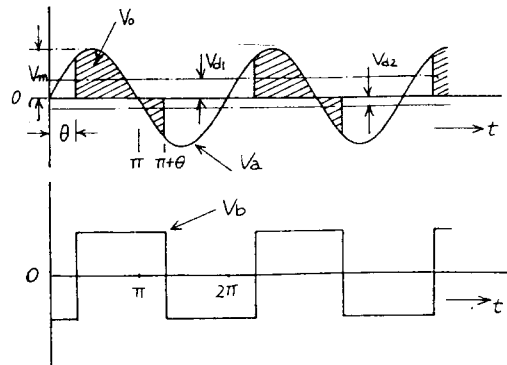


Fig. 8. Input voltage and current wave form, and output voltage wave form.

結果 및 考察

들 잘 나타내고 있다. 여기서

V_a : 電壓檢出波形

V_b : 電流檢出波形

V_0 : 出力抵抗에 供給되는 電壓波形

負荷에 供給되는 빗금친 上側部分의 平均値를 V_{d1} , 下側部分의 平均値를 V_{d2} 라 하고 正弦波의 波高値를 V_m 이라 하면 上下側電壓의 平均値는 다음과 같이 된다.

$$V_{d1} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi V_m \sin \theta d\theta = \frac{V_m}{2\pi} (1 + \cos \theta) \dots (5)$$

$$V_{d2} = \frac{1}{2\pi} \int_\pi^{2\pi} V_m \sin \theta d\theta = \frac{V_m}{2\pi} (-1 + \cos \theta) \dots (6)$$

$$\begin{aligned} V_{d1} + V_{d2} &= \frac{V_m}{2\pi} (1 + \cos \theta) + \frac{V_m}{2\pi} (-1 + \cos \theta) \\ &= \frac{V_m}{\pi} (2 \cos \theta) = \frac{V_m}{\pi} \cos \theta \\ &= K \cdot \cos \theta \dots (7) \end{aligned}$$

단, $K: \frac{V_m}{\pi}$

그러므로 平均値의 指示는 바로 力率에 比例함을 알 수 있다. 또한 純抵抗負荷의 경우 移相回路의 抵抗을 調整하여 電壓과 電流의 位相差가 90°되게 調整해두면 平均値는 최대값을 나타내게 되며 純抵抗의 負荷의 경우의 平均値는 이값보다 적게되고 式(7)에 해당하는 力率에 比例하는 값을 얻을 수 있다.

한편 脈動電流나 電壓의 平均値를 얻는 한 方法으로써 可動코일型指示計器를 使用할 수 있다. 이型의 計器의 固有振動數는 1~2(c/s)程度로써 아주 낮기 때문에 交流를 통해 強制振動은 일어나지 않는다. 일반적으로 脈動波 $f(t)$ 는 Fourier級數로 展開하면 다음과 같은 形으로 나타낼 수 있다.

$$f(t) = B_0 + A_1 \sin \omega t + A_2 \sin 2\omega t + A_3 \sin 3\omega t + \dots + B_1 \cos \omega t + B_2 \cos 2\omega t + B_3 \cos 3\omega t + \dots$$

여기서 $B_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt$

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin n\omega t dt$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos n\omega t dt$$

단, T 는 脈動波의 周期이고, $\omega = \frac{2\pi}{T}$

이 式의 第一項 B_0 는 脈動波의 直流分이고 그의項은 交流分이다. 위 式에서 명백한 것처럼 可動코일型計器로써 이 脈動波形을 測定하면 平均値에 해당하는 B_0 만 측정되고 그의 交流成分은 나타나지 않음을 알 수 있다.

本實驗裝置로써 負荷의 進力率과 遲力率에 대한 實驗을 행하기 위하여 $R-L$ 直列回路 및 $R-C$ 直列回路를 構成하여 各素子를 變化시켜 實驗을 행하였으며 이때 脈動波形의 平均電流를 指示하기 위하여 可動코일型 電流計를 使用하였으며, 式(7)에 의해 電流計의 指示가 바로 力率을 指示하도록 하였다. 즉 純抵抗負荷의 경우, 力率은 最大値를 指示하도록 移相回路의 抵抗을 調整하여 電流와 電壓의 位相差가 90도가 되게 하였으며, 이때 可動코일型 電流計의 最大指示값인 $10(\mu A)$ 가 되게 하였다. 이때 各負荷에 대한 計算値와 實測値는 Table. 1과 같다.

Tab. 1. $R-C$ Circuit

Lot. No.	$V(V)$	$V_R(V)$	$V_C(V)$	$\cos \theta$	
				V_R/V	$I(\mu A)$
1	120	0	120	0	0
2	120	21	119	0.18	1.8
3	120	27	117.5	0.22	2.3
4	120	38	114	0.31	3.2
5	120	49	110	0.41	4.2
6	120	67	99	0.56	5.7
7	120	80	89	0.67	6.8
8	120	91	79	0.76	7.7
9	120	103	63.5	0.86	8.6
10	120	116	32.5	0.97	9.7
11	120	120	0	1.00	10.0

$R-L$ Circuit.

Lot. No.	$V(V)$	$R(\Omega)$	L (mH)	$Z(\Omega)$	$\cos \theta$	
					R/Z	$I(\mu A)$
12	120	26	220	86.8	0.299	3.0
13	120	41	220	9.5	0.448	4.5
14	120	60	220	102.3	0.586	5.9
15	120	94	220	125.3	0.750	7.5
16	120	120	0	120	1.000	10.0

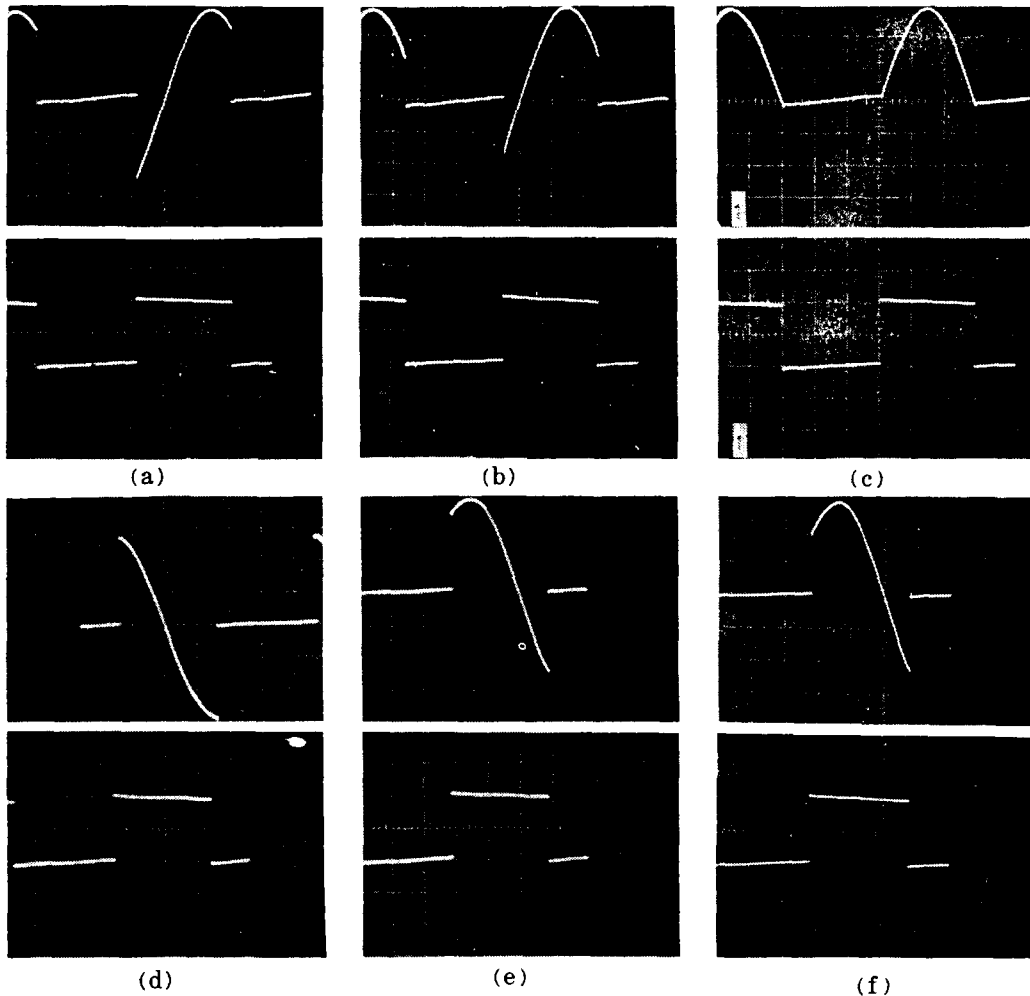


Fig. 9. Input current(square wave)and output wave(sine wave) form at each lot number.

- | | | |
|--------------|----------------------|---------------|
| a) Lot No. 5 | c) Lot No. 11 and 16 | e) Lot No. 13 |
| b) Lot No. 8 | d) Lot No. 12 | f) Lot No. 14 |

Teb. 1에서 사용된 기호는 다음과 같다.

$V(V)$: 電源電壓

$V_R, V_C(V)$: $R-C$ 直列回路의 R 및 C 에서 나타나는 電壓

$V_R/V, R/Z$: $R-C$ 回路 및 $R-L$ 回路에서의 力率의 計算值

$I(\mu A)$: 純抵抗負荷에서 可動코일電流計의 最大指示值인 $10(\mu A)$ 로 調整했을 때 各負荷의 경우의 電流值로써 倍率을 0.1로 하면 이때의 값이 力率값이 된다.

R, L : 各負荷의 素子로써 實測에 使用된 計器는 다음과 같다.

portable wheastone bridge: Yew type 2750

impedance bridge: Brodhead-Garrett. Co.

AM200

한편 $R-C$ 回路 및 $R-L$ 回路의 實驗 Lot. No. 中에서 代表적인 것으로 R_0 에서 나타나는 出力電壓波形과 入力電流波形은 Fig. 9와 같다. Table. 1에서 알 수 있듯이 力率의 計算值와 實測值가 아주 잘 一致하고 있음을 알 수 있었으며, 負荷電流 0.01~20(A)以上에서도 잘 一致함을 확인 하였다. 電流波形檢出의 다른 方法으로써 變流器의 2次側의 出力을 利用하여 電壓으로 바꾸어 이들 演算增幅器로써 增幅하여 實驗을 행하였던 變流器의 2次側出力電壓에

高調波分이 포함되어 10%程度的 誤差를 초래하였으며, 負荷電流의 變化에 대하여서도 다소 誤差를 나타내었다.

4. 出力抵抗에서 力率 Relay 回路를 쉽게 도입할 수 있어 電氣機械의 自動制御, 保護, 警報 등의 回路를 쉽게 適用할 수 있다.

要 約

本實驗裝置에 관한 이상의 理論과 實驗을 통해 다음과 같은 結論을 얻을 수 있다.

1. 演算增幅器로써 電流入力波形을 負荷電流의 多少에 關係없이 一定振幅의 短形波로 變化시킴으로써 負荷電流 0.01[A] 이상의 力率의 精密測定이 可能하다.

2. 永久磁石可動코일型 直流電流計를 使用하여 出力波形의 平均値를 얻을으로써 力率값을 0~1의 全範圍에 걸쳐 平等 눈금으로 直讀할 수 있다.

3. Fig. 19에서 알 수 있듯이 進力率이나 遲力率에 關係없이 測定可能하며 모두 正의 눈금으로 읽을 수 있다.

參 考 文 獻

- 1) Budack, A(1974): Passive and Active Network Analysis and Synthesis. Houghton Mifflin co. pp. 265—267.
- 2) Millman and Halkias(1972): Integrated Electronics; Analog and digital circuits and systems. Mcgraw-Hill pp. 568—570.
- 3) 木下降博(1960): 電氣磁氣測定, OHM社, pp. 46—49.
- 4) Millman and Taub(1965): Pulse, digital and switching waveforms. Macgraw-Hill pp. 647—658.