

# 磁氣增幅器의 負荷特性에 關하여

技術 解説

10-1

李 亮 秀

## 目 次

1. Introduction
2. Magnetic Amplifier with Resistive Load,
3. Magnetic Amplifier with Inductive Load,

4. Magnetic Amplifier with Capacitive Load,
- Nomenclature
- Reference

## 1. 序 論

磁氣增幅器는 制御系統의 重要한 要素로써 發達되어 왔고 磁氣材料와 金屬整流器의 急進的改良은 磁氣增幅器를 半永久的인 壽命과 더불어 Mean Power Amplifier 로써 確固하게 하였다. 磁氣增幅器의 動作特性은 磁氣鐵心材料의 非線形特性을 利用한 것으로 問題의 解析을 根本的으로 取扱하려면 非線形理論의 問題에 完全히 歸着함으로 因한 難點과 複雜性이 다르게 된다. 그러나 磁氣增幅器의 特性을 그런 非線形問題로 取扱하여서는 線果를 얻기가 大端히 困難하며 現在의 數學으로써 不可能할 것이다. 이러한 點을 考慮하여 磁氣增幅器를 取扱할 때는 다음과 같은 假定을 주어 그動作特性을 求한다. 假定 (1) 磁氣增幅器에 使用되는 磁氣

것. 反對로 磁氣鐵心이 飽和하였을 境遇 Magnetic Permeability 가 거의 零에 가깝도록 적어서 卷線兩端間의 Inductance 는 無視하여도 無妨함을 뜻하는 것이다.

이러한 磁氣鐵心の Hysteresis Curve 를 Fig. 1 에 代表的인것을 圖示하였다. 假定 (1)과 같은 特性을 갖는 材料는 Fig. 1 (a)와 같은 것이며 이 材料는 Hysteresis loss 와 Eddy Current loss 를 거의 零이라고 生覺할수 있는, 理想的인 材料이고 實際로 磁氣增幅器에 使用하는 材料로서 Fig. 1 (d)와 비슷한 特性을 가지는것은 Deltamax<sup>(1)</sup>, Orthonol<sup>(2)</sup>, Hipernik-V<sup>(3)</sup>, Senda<sup>(4)</sup>, Permenorm<sup>(5)</sup>, 등과 같은 것이 있다(Ref. 1).

이와같이 材料는 더욱 그 鐵損을 減少시키기 爲하여

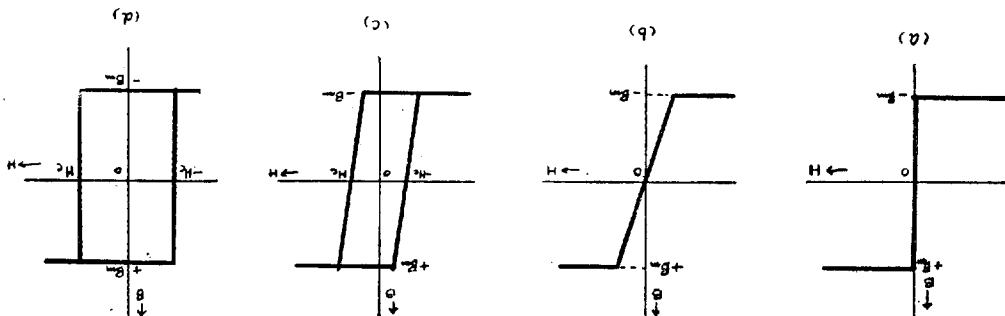


Fig. 1. Magnetic Hysteresis Curve for the core material

材料의 特性을 角形履歷曲線(Rectangular Hysteresis Curve)으로 生覺한다.

即 이것은 磁氣鐵心이 飽和하지 않았을때, Magnetic Permeability 는 無限大에 가깝도록 커서 이 鐵心위에 감겨있는 卷線兩端間의 Inductance 는 大端히 크다는

laminated thickness 를 적게하고, 材料構造(結晶 構造)를 研究하여 Hysteresis loss 가 적게하는 것과 同時에 Permeability 의 向上 特性曲線의 角形化等 非常한 發展을 하고있다.

磁氣材料의 發達は 制御系統의 非線形制御用素子

(1) Arnold Engineering CO., (2) Magnetic Inc., (3) Westinghouse CO., (4) 日本 東北金屬, (5) Vacuum Schmelze A.G.,

(Nonlinear Control Element)로써 뿐만 아니라 優秀한 整流器, Transistor 等과 같은 半導體素子와 結合하여 特殊應用領域을 發展시켰다. 特히 磁氣鐵心の 非線形特性은 非線形理論에 많은 刺戟을 주어 그 解析方法을 發展시키고 Non-Autonomous System의 實驗的 根據를 確立시켰다고 보아 再論이 없을 것이다. 또한 磁氣鐵心이 包含되는 電氣回路의 複雜한 現象은 아직 未開拓領域으로 앞으로 發展이 期待된다. 이러한 非線形理論에 關해서는 參考文獻(Ref. 2, 3, 4)으로 미룬다.

假定(2) 磁氣增幅器에 使用하는 金屬整流器의 特性은 Forward Resistance는 零, Inverse-Resistance는 無限大이다.

이假定(2)亦是 理想的인 境遇이다. 그러나 問題의 複雜性을 피하기 爲하여 위와 같은 假定을 주는 것이고 事實에 있어서는 材料의 有限한 特性值를 代入하여 計算한다. 本紙에서는 磁氣增幅器의 原理 및 各種負荷一抵抗負荷, 誘導性負荷, 容量性負荷에 對한 動作 特性의 變化에 對하여 記述코져 한다.

## 2. Magnetic Amplifier with a Resistive load

磁氣增幅器의 特性을 알아보기前에 可飽和 Reactor의 特性을 記述하여야 說明에 도움이 된다. 可飽和 Reactor는 磁氣增幅器의 原形으로 그動作特性은 磁氣增幅器에서 feedback 效果를 除한것과 같다. 可飽和 Reactor의 構造로써는 Fig. 2에서 보는바와같이 똑같

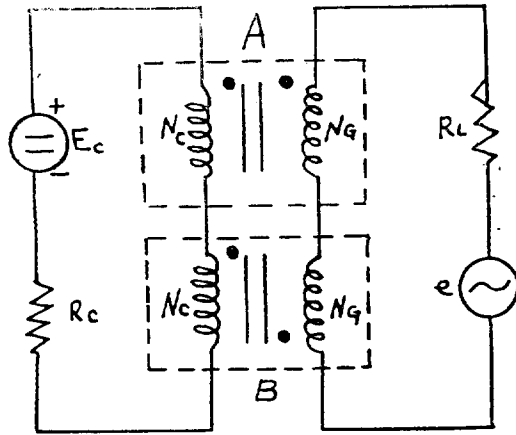


Fig. 2 Saturable Reactor.

은 두개의 磁氣鐵心에 各各 制御卷線( $N_c$  回)과 負荷 卷線( $N_g$  回) (Control Winding & Gate winding)을 감은것으로 그림과 같이 極性을 考慮하여 結線하면 直列型可飽和 Reactor가 된다. 卷線表示위에

\*Suppressed Index  $\sigma$ 는 Load winding의 output Resistance  $R_0$ 와 Gate Winding 側에서 本 他回路의 等價抵抗과의 比이다. 即  $\sigma = \frac{R_{ev}}{R_0} \frac{N_G^2}{R_0} \left( \frac{N_B^2}{R_C} + \dots \right)^{-1}$  (Ref. 10)

있는 點은 極性을 表示한 것으로 點表示로부터 電流가 흘러가면 磁氣鐵心の 磁束 level을 上昇시켜 주고 그 反對面 磁束 level이 下降하여 Negative Saturation 方向으로 變化하는 것을 表示한다. Fig. 2는 抵抗負荷를 갖는 直列型可飽和 Reactor로서 그動作特性에 對하여 論하기로 한다. 이제 電源交流電壓을

$$e = \frac{\pi}{2} E_{sin} \omega t \dots \dots \dots (1)$$

로서 表示하면 負荷回路의 方程式은

$$\frac{N_c}{10^8} \frac{d}{dt} (\phi_A - \phi_B) + R_L i_L = \frac{\pi}{2} E_{sin} \omega t \dots \dots \dots (2)$$

制御回路의 方程式은

$$\frac{N_c}{10^8} \frac{d}{dt} (\phi_A + \phi_C) + R_C i_C = E_C \dots \dots \dots (3)$$

그러나 制御回路의 電流의 平均值( $I_C$ )를 導入하면

$$E_C = I_C R_C \text{ 임으로 (3) 式은}$$

$$\frac{N_c}{10^8} \frac{d}{dt} (\phi_A + \phi_B) = R_C (I_C - i_C) \dots \dots \dots (4)$$

이 式에서 ( $I_C - i_C$ )는 偶數波이다(Ref. 5). 그 理由는 磁氣鐵心內의 磁束變化가 直流制御電流에 依하여 變形하기 때문이며 Hysteresis curve는 原點에 對해서 非對稱이 되는 關係로 發生한 高調波中에서 (Suppressed Index  $\sigma < 0.1$ ) \*制御卷線을 通하여 偶數波가 흐르고 基本波와 奇數波는 負荷回路를 通하여 흐르게 된다.

이 偶數波電流에 對한 定量的計算은 Kletsy 氏(Ref. 6)에 依하여 이미 計算되었고 이것을 利用한 Low-Level D.C Amplifier (Second Harmonic type D.C Amplifier) 및 Detector 等에 關하여서도 많은 研究가 되어있다(Ref. 7, 8, 9).

i) 制御抵抗이 적은 境遇 ( $\sigma < 0.1$ )

制御回路의 抵抗이 充分히 적어서 偶數波의 흐름을 抑制하지 않았다면 式(4)에서 ( $I_C - i_C$ ) $R_C$ 를 無視할 수 있음으로 다음과 같은 關係式을 얻을수 있다.

$$\frac{N_c}{10^8} \frac{d}{dt} (\phi_A + \phi_B) = 0 \text{에서}$$

$$\frac{d\phi_A}{dt} = - \frac{d\phi_B}{dt} \dots \dots \dots (5)$$

即 Core-A의 flux의 時間에 對한 變化率은 Core-B의 flux의 變化量과 같음을 알수있다.

이式을 (1)式에 代入하면

$$\frac{2N_c}{10^8} \frac{d\phi_A}{dt} + R_L i_L = \frac{\pi}{2} E_{sin} \omega t \dots \dots \dots (6)$$

假定에 依하여 勵磁期間에는 Inductance가 無限大임으로 負荷電流는 거의 흐르지 않음으로  $R_L i_L$ 를 無視

할수 있으며 式(5)는

$$\frac{2N_G}{10^8} \frac{d\phi_A}{dt} = \frac{\pi}{2} E \sin \omega t$$

이식으로부터 flux의 變化量を 計算할 수 있다. 即

$$d\phi_A = \frac{\pi}{4} E \frac{10^8}{N_G} \int \sin \omega t dt$$

그런데 이때에 Core-A는 Negative flux level에 있고 Core-B는 positive Saturation level에 있었다고 하면 上記式의  $\phi_A$ 의 變化에 依하여 Core-A의 flux level은 上昇할것이고 Core-B는 saturation에서 벗어나 下降할것이다. 萬一 Core-A가 飽和될때의 電源電壓의 電氣角을  $\alpha$  (Radian; 이角을 firing angle 또는 Saturation angle이라고 稱함)라고 하면

$$d\phi_A = \frac{1}{4f} E \frac{10^8}{N_G} \frac{1 - \cos \alpha}{2} \dots \dots \dots (7)$$

Saturation angle  $\alpha$ 로부터 inductance가 zero가 되어 負荷電流가 흐르게되며 電源電壓은 output Resistance에 印加되어 이때의 出力電壓을 平均値로하여  $E_0$ 라고 하면

$$E_0 = R_0 I_L = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{\pi}{2} E \sin \omega t d(\omega t) \\ = E \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

但  $R_D = R_L + 2R_G$

故로  $I_L = \frac{E_0}{R_0} = \frac{E}{R_0} \frac{1 + \cos \alpha}{2} \dots \dots \dots (8)$

(8)式에서 아는바와 같이 負荷抵抗을 通하여 흐르는 平均負荷電流는  $\cos \alpha$ 에 比例하고있다. 이와같이 負荷電流의 Switching作用을 하고있는것은 thyatron에서 볼수 있으며 特히 이러한것을 Synchronous switch 또는 Magnetic Switch라고 한다.

式(6)을 考慮하여보면 Core-A가 飽和 되었을때  $\frac{d\phi_A}{dt} = 0$ , 따라서  $\frac{d\phi_B}{dt} = 0$ 가 된다. 그러나 Core-B의 flux는 飽和되어 있지않음으로 負荷電流가 흐를때 Core-B는 變流器와 같은 役割을 하게됨으로 制御回路에는 같은 瞬間에 交流電流가 흐르게된다. Core-A와 Core-B가 同時에 飽和되어있지 않다면

Equal Ampere-turn's law가 成立되어야 한다. (Ref. 11) 即  $I_C N_C = I_L N_G \dots \dots \dots (9)$

이法則은 磁氣增幅器를 取扱하는데 가장 重要한 法則으로 電源電壓, 電源周波數, 制御抵抗, 및 負荷抵抗에 無關係하게 成立하는式이다. 이러한 特性을 利用하여 定電流制御裝置로 널리使用되고있다. 또한 (9)式에서 아는바와같이 負荷電流는 制御電流에 比例하며 增幅 또는 制御를 할수 있다. 그러나 이러한 制御特性도 限界가 있다. 그限界는, 制御 Ampere-turn이 零인 境遇 負荷回路에는 勵磁電流가 흐르게되며 反對로 制御 Ampere-turn이 增加하여 負荷電流가 比例하여 增加

할때 最大值가  $\frac{E}{R_0}$ 를 超過할수는 없다. 最大負荷電流는 (8)式에서  $\alpha=0$  일때

$$I_{Lm} = \frac{E}{R_0} \dots \dots \dots (10)$$

가되며 이러한 限界가 制御特性의 線形的 比例領域으로 制御可能限界를 明示하여준다. 다음에 可飽和 Reactor의 出力을 計算하여 보면 負荷에서 消費되는 電力은 form factor를  $K_f = \frac{I_{Leff}}{I_L}$ 라고하여

$$P_L = I_L^2 R_L K_f^2 \dots \dots \dots (11)$$

最大負荷電力은

$$P_{Lm} = K_f^2 \frac{E^2}{R_0^2} R_L = K_f^2 I_L^2 R_L \dots \dots \dots (12)$$

그런데 Load Matching Index  $n = \frac{R_L}{2R_G}$ 를 代入하여

$$R_0 = R_L + 2R_G = 2R_G \left(1 + \frac{R_L}{2R_G}\right) = 2R_G(1+n),$$

(12)式은

$$P_{Lm} = \frac{E^2}{4R_G} K_f^2 \frac{n}{(1+n)^2}$$

$$\frac{\partial P_{Lm}}{\partial n} = \frac{E^2}{4R_G} K_f^2 \frac{1-n}{(1+n)^3} = 0,$$

即 Matching Index  $n=1$  일때 出力이 最大가 된다. 이것은 다른 Electronic Amplifier의 境遇와 같이 負荷抵抗과 內部抵抗이 같아야 Maximum Power Transfer를 할수있는것이다.

이러한 直列型可飽和 Reactor에 Feedback Winding을 附加하여 負荷電流를 Feedback하는 境遇의 現像을

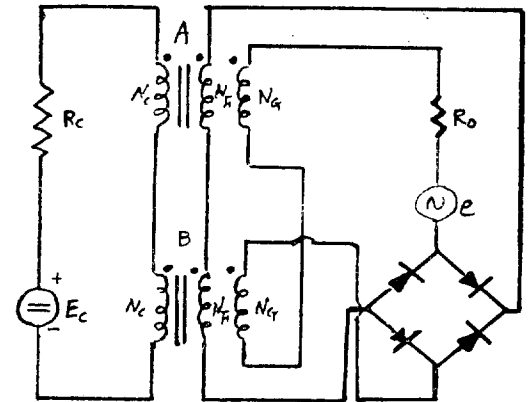


Fig. 3

考慮하여 보면 Fig. 3과 같이 Feed back winding의 極性은 制御卷線의 極性과 같도록 連結하고 金屬整流器를 通하여 負荷電流를 整流한 다음 制御電流와 같은 效果를 나타내도록 Positive feed back (이러한 feed-back을 extrinsic positive feed back이라고 함)을 한다. 이때에도 亦是 Equal Ampere-turn's law가 成立하며 式은  $I_C N_C + I_F N_F = I_L N_G$  가되며  $I_F = I_L$

$\frac{N_F}{N_G} = h_e$  ( $h_e$ : extrinsic feed back factor)라고 하면

$$I_c N_c = I_L N_c (1 - h_e) \dots \dots \dots (13)$$

여기서 extrinsic feed back factor  $h_e = 1$  로 하여 줌으로써 Infinite current Gain 을 얻을 수 있다. 그러나

實際로는  $h_e = 1$  로 하여도 Rectifier Resistance 에 의한 voltage drop 및 leakage current 로 인하여 Current Gain 이 Infinite 가 될 수는 없다. (Ref. 10) 이러한 것을考慮하여 볼때  $h_e > 1$  로 하여 Infinite Current Gain 도 얻을 수 있으며 Control Characteristic Curve 에서 Snap Action 이發生한다.

制御抵抗이 大端히 큰境遇 偶數波 電流를 抑制할때의 動作特性은 省略하고 磁氣增幅器로서 가장 널리普及되었고 그動作特性이 大端히 優秀한 Amplistat 에 對하여 考察하기로 한다.

ii) Amplistat

Amplistat 는 Amplidyne 과 類似한 特性을 가지고 있으며 Amplidyne 이 Rotating Magnetic Amplifier 인데 反하여 Amplistat 는 Static Magnetic Amplifier 이다. Amplistat 와 같은 特性을 갖은것으로 名稱만 다른것이 있는데 Self-Saturated Magnetic Amplifier, Amplifier with Self-Feedback, Transductor, Magnetostat, MagAmp. 등이 있다. (Ref. 12).

Amplistat 의 母體가 되는 並列型可飽和 Reactor 를 먼저 考慮할 必要가 있다. Fig. 4, (a) 와 같이 可飽和 Reactor 두개를 並列로 連結하였을때 Core-A 가 먼저 飽和되었다고 하면 負荷電流는 Reactor-A 를 통하여 흐르게된다.

다. 萬一  $R_c \left(\frac{N_G}{N_C}\right)^2$  이  $R_G$  에 比하여 大端히 적은 境遇에는 負荷電流의 半半이 各 Gate Winding 을 흐르게되지만,  $R_c \left(\frac{N_G}{N_C}\right)^2$  이  $R_G$  에 比하여 클때는 二回路의 各抵抗에 反比例하여 負荷電流가 흐른다.

$R_c \left(\frac{N_G}{N_C}\right)^2 \gg R_G$  일때 Core-B 의 Gate Winding 兩端에는 voltage drop 이 發生하며 Core-B 의 flux level 이  $\frac{10^8}{N_G} \int e_{G,B} dt$  만큼 下降하게되어 다음 半周期에 있어서  $\frac{10^8}{N_G} \int e_{G,B} dt$  만큼 더 flux level 을 上昇시켜야 Core-B 가 飽和하게되므로 Gate Current 가 減少한만큼의 電流는 Gate Winding 으로 이루어진 (閉回路) Closed loop 를 통하여 흐르며 各半周期마다 같은 方向인므로 必要치않은 (순환電流) Circulating Current 가 흐르게되어 이러한 作用으로 인하여 可飽和 Reactor 의 動作特性은 Negative feedback 效果를 갖게된다. 이와같은 內部的 作用으로 發生한 feedback 效果를 Intrinsic negative feedback effect 라고한다. 이러한 Negative feedback 作用을 除去하여 줌으로써 動作特性을 改善할수 있다. 即 이와같은 作用을 除去하는 方法으로 다음 두가지가 있다. 첫째 Extrinsic positive feedback 을 하는境遇 들때 Circulating Current 를 못 흐르게 Fig. 5 와 같이 Rectifier 를 插入함으로써 Negative intrinsic feedback 效果를 除去할수 있다. 두번째 Circulating Current 를 못흐르게 Rectifier 를 插入한것이 Amplistat 이다. Fig. 5 는 Amplistat 의 一種으로 特히 Doubler Amplistat 라고하며 A.C output 를 얻을수 있다. 이 Doubler Amplistat 의 Control

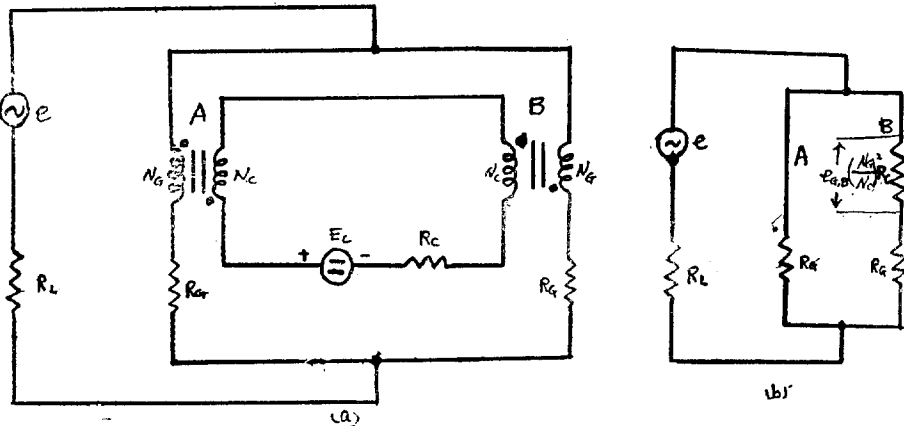


Fig. 4. Parallel Connected Saturable Reactor (a). equivalent circuit (b).

Core-B 는 飽和되지않았으므로 電源電壓이 Core-B 의 Gate winding 에 印加되고 Core-B 는 變壓器作用을 함으로 이때의 等價回路는 Fig. 4, (b) 와 같이 된다.

Characteristic 을 計算하여보면 식(7)에서  $R_o = R_L + R_G$  로 置換하면 Amplistat Circuit 에 그대로 適用시킬수 있다.

그런데 Magnetic Core를 Negative flux level로부터 飽和시키기 위한  $M.M.F$ 를  $2AT_c$ 라고 하면  $2AT_c = (I_c N_c + \frac{1}{2} I_L N_c) \frac{\pi}{\alpha}$ ,  $\frac{1}{2} I_L N_c = I_c N_c$ 에서 Firing angle  $\alpha$ 는  $\alpha = \frac{I_c N_c}{AT_c} \pi$

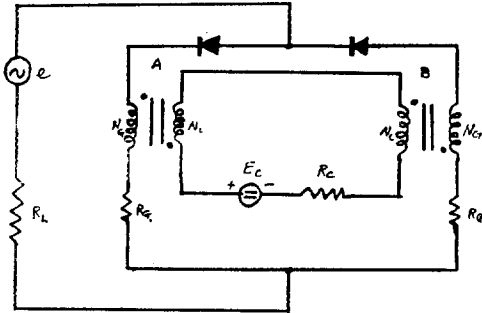


Fig. 5. Doubler Amplistat

(7)식에 代入하여

$$I_L = \frac{E}{R_o} \frac{1 + \cos\left(\frac{I_c N_c}{AT_c} \pi\right)}{2} \dots\dots\dots(14)$$

그런데 Per-unit load current를  $i_L = \frac{I_L}{I_{L,m}} \dots\dots(15)$

Per-unit control current를  $i_c = \frac{I_c N_c}{AT_c} \dots\dots\dots(16)$

이라고 規定하면 式(10), (15), 및 (16)을 (15)에 代入하여  $i_L = \frac{1 + \cos i_c \pi}{2} \dots\dots\dots(17)$

를 求할수 있으며 式(17)에서 아는바와 같이 Amplistat의 Control Characteristic Curve는 Fig. 6, (a)와 같은 曲線이 된다. 萬一 Rectifier에 依한 voltage drop과 leakage current를 考慮한다면 (b)와 같은 曲線으로 表示할 수있고 그와反對로 positive extrinsic feedback을 Fig. 7, 과 같이 附加한다면 (c)와 같은 曲線이 된다.

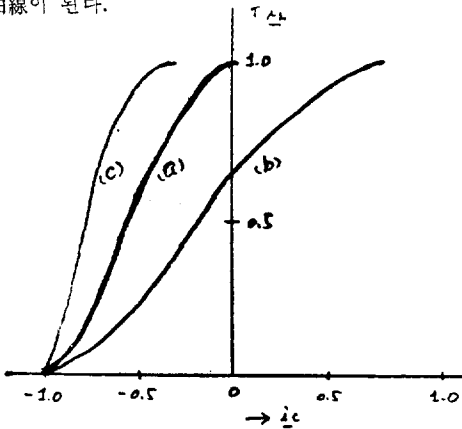


Fig. 6. Control Characteristic of the Amplistat.

Amplistat의 負荷特性은 式(10)에서 아는바와같이

Maximum load current는 負荷抵抗에 反比例함으로 control characteristic curve는 Saturation 現象이 이

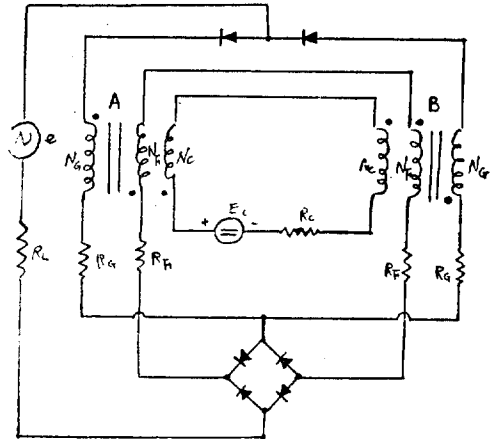


Fig. 7. Amplistat with Positive, extrinsic feedback winding

러나며 Fig. 8,는 Westing-House Co. 製品인 3719MA의 特性을 表示한것으로 各負荷에 對한 特性曲線이다. (Ref. 13).

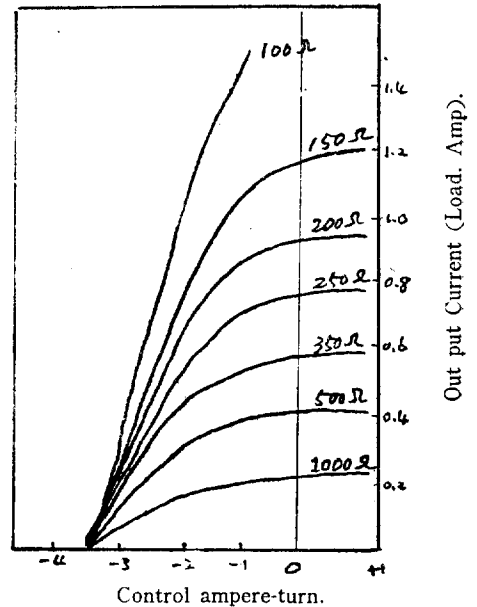


Fig. 8. Control Characteristic of the 3791 MA. Mag Amp. made by wasting house co.

Fig. 9,은 Bridge Amplistat의 回路로서 直流出力을 얻을수 있으며 Fig. 10은 Center-tap Amplistat이며 亦是 直流出力을 얻을수 있다.

Table-I은 抵抗負荷인 Saturable Reactor의 Gain 및 Time constant를 各條件別로 作成하여 놓은 것이다. (Ref. 14)

Table. I. Gain and Time Constant of Saturable Reactor.

	Non-Feed back		Positive extrinsic feedback	
	Series Connected Saturable Reactor	Paralled connected Saturable Reactor	Series Connected Saturable Reactor	Paralled Connected Saturable Reactor
Ampere gain $G_I = \frac{I_g}{I_c}$	$\frac{N_c}{N_g}$	$\frac{2N_c}{N_g}$	$\frac{N_c}{(1-h_c) N_g}$	$\frac{2N_c}{(1-h_c) N_g}$
Voltage gain $G_E = \frac{I_g R_L}{I_c R_c}$	$\frac{N_c R_L}{N_g R_c}$	$\frac{2N_c R_L}{N_g R_c}$	$\frac{N_c R_L}{(1-h_c) N_g R_c}$	$\frac{2N_c R_L}{(1-h_c) N_g R_c}$
Power gain $G_P = \frac{I_g^2 R_L K_f^2}{I_c^2 R_c}$	$\left(\frac{N_c}{N_g}\right)^2 \frac{R_L}{R_c} k_f^2$	$4 \left(\frac{N_c}{N_g}\right)^2 \frac{R_L}{R_c} k_f^2$	$\frac{k_f^2}{(1-h_c)^2} \left(\frac{N_c}{N_g}\right)^2 \frac{R_L}{R_c}$	$\frac{4k_f^2}{(1-h_c)^2} \left(\frac{N_c}{N_g}\right)^2 \frac{R_c}{R_c}$
Dynamic power gain $G_o = \frac{G_P}{T}$	$4f \frac{R_L}{R_o} k_f^2$	$\frac{4f k_f^2}{\left(\frac{R_o}{R_L}\right) \left[1 + \frac{R_c}{2R_g} \left(\frac{N_c}{N_g}\right)^2\right]}$	$\frac{4f k_f^2}{(1-h_c) \left(\frac{R_o}{R_L}\right) \left[1 + \frac{R_c}{R_f} \left(\frac{N_f}{N_c}\right)^2\right]}$	$\frac{4f k_f^2}{(1-h_c) \left[\frac{R_o}{R_L}\right] \left[1 + \frac{R_c}{R_f} \left(\frac{N_f}{N_c}\right)^2 + \frac{R_c}{2R_c} \left(\frac{N_g}{N_c}\right)^2\right]}$
Time Constant $T$	$\frac{1}{4f} \left(\frac{N_c}{N_g}\right)^2 \frac{R_o}{R_c}$	$\frac{1}{f} \left[ \left(\frac{N_c}{N_g}\right)^2 \frac{R_o}{R_c} + \frac{R_o}{2R_g} \right]$	$\frac{1}{4f(1-h_c)} \left[ \frac{N_o^2 R_o}{N_c R_c} + \left(\frac{N_f}{N_c}\right)^2 \frac{R_o}{R_f} \right]$	$\frac{1}{f(1-h_c)} \left[ \frac{N_o^2 R_o}{N_c R_c} + \left(\frac{N_f}{N_c}\right)^2 \frac{R_o}{R_f} + \frac{R_o}{2R_c} \right]$

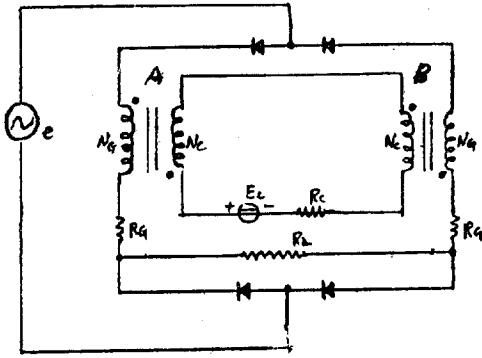


Fig. 9. Bridge Amplistat, D. C. Output.

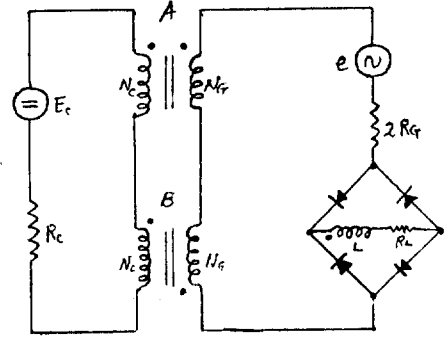


Fig. 11. Series-Connected Saturable Reactor with a Inductive D. C. load.

### 3. Magnetic Amplifier with Inductive D.C load.

直流勵磁式 電氣機器의 界磁卷線과 같은 Inductive 負荷에 磁氣增幅器를 制御要素로써 또는 增幅用으로 使用할때 磁氣增幅器의 制御特性은 抵抗負荷인 境遇와는 달리 좀 複雜하다 더욱 負荷電流가 交流임을 要할 때는 磁氣增幅器의 制御特性을 喪失하게된다. (Ref.15) 여기서는 直流負荷電流인 경우 만을 取扱하기로 한다. (Ref. 16) 抵抗負荷 일때와 같이 Ideal Hysteresis curve 및 Ideal Rectifier 라고 假定하고 Fig. 11 에서와 같이 直列型可能和 Reactor 를 考察키로하면 勵磁期

導負荷를 통하여 흐르게되며 이 負荷電流는 負荷 Inductance 로 因하여 ripple 이 적어진다. 그러나 電源電壓에 따라서 Gate Current 가 적어질때 (負荷電流에 比하여) 負荷 Inductance 內에 貯蓄되었던 Energy 가 負荷整流器를 통하여 負荷抵抗에 供給되어 負荷電流는 Gate Current 가 零이되어도 繼續해서 흐르게된다. 即 負荷電流가 다음勵磁期間에도 흐르게됨으로써 勵磁期間中 誘導負荷로 因한 電源電壓의 電壓降下가 안생기며 勵磁에 支障이 없게된다. 故로 制御特性에 影響이 없다. 이때에 負荷의 時定數가 充分히 커서 負荷電流의 脈動이 적다면 負荷電流와 Gate Current 와의 關係式은

$$I_G = \frac{\pi - \alpha}{\alpha} I_L \dots \dots \dots (18)$$

그런데  $I_{G1m} = I_{L1m} = \frac{E}{R_G}$  이고 Equal Ampere-turn's law 에 依하여  $I_C N_C = I_G N_G$  임으로 式(8) 과 (18) 에서 per-unit Gate current 및 per-unit control ampere-turn ( $i_G, a$ ) 은

$$a = i_G = \frac{\pi - \alpha}{\pi} \frac{1 + \cos \alpha}{2} = \frac{\pi - \alpha}{\pi} i_L \dots \dots \dots (19)$$

(8)에서  $\alpha = \cos^{-1}(2i_L - 1)$  이것을 (19)에 代入하여

$$a = \frac{2}{\pi} i_L \sin^{-1}(\sqrt{i_L}) \dots \dots \dots (20)$$

(20)式으로 부터 Normalized control characteristic curve 를 求할수 있으며 Fig. 12 에 圖示하였다. 그림에서와 같이 特性曲線이 直線이 아니라 曲線이 된다.

이때의 出力을 計算하여 보면

$$P_L = I_L^2 R_L \dots \dots \dots (21)$$

Maximum Output Power Transfer 를 爲한 Load Matching Index 는

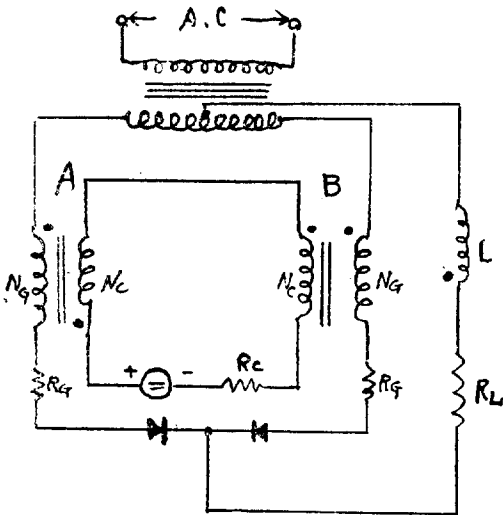


Fig. 10. Center-tap Amplistat, D. C. Output]

間에 Gate Current 는 흐르지않고 Core-A 와 Core-B 의 勵磁는 抵抗負荷의 境遇와 全혀 一致한다. 그러나 飽和期間中에 整流器를 통하여 整流된 直流電流가 誘

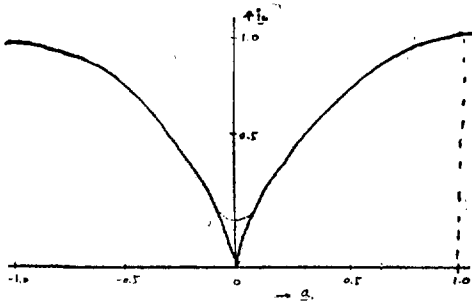


Fig. 12. Normalized Control Characteristic of the Series connected saturable Reactor with a Inductive D.C Load.

$$n = \frac{R_L + 2R_{RF}}{2R_G} = 1 \dots\dots\dots (22)$$

이다. Feedback에 關해서는 Magnetic extrinsic feedback을 하여주는 방법이 두가지가 있다.

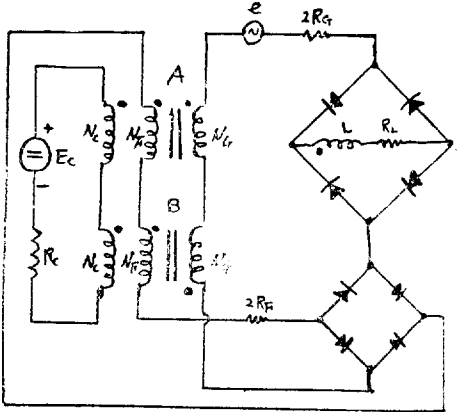


Fig. 13. Gate current feedback

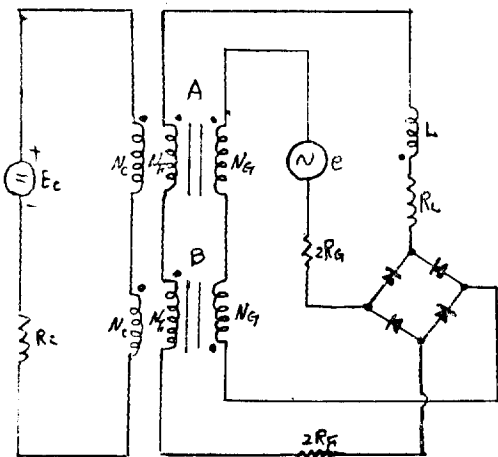


Fig. 14. Load current feedback

即 첫째 Gate current를 整流하여 Feedback 할때 (Fig. 13) 둘째 Load current를 Feedback 할때 (Fig. 14) 이다. Gate current를 feedback 할때의 效果는 抵抗負荷인 境遇와 同一하다. 그러나 負荷電流를 Feed back 하게되면 extrinsic feedback factor  $he < 1$  일때 Snap action이 發生한다.

Fig. 15와 같이 Amplistat에 誘導負荷를 使用하여 動作시킬때 그制御特性은 負荷電流를 feed back 하는 境遇와 같으므로 이것을 例로 制御特性을 生覺 하기로 한다. H.F. Storm氏에 依하여 (Ref. 17) 制御特性은 Control Ampere-turn이 正인 境遇

$$a = -iL \left[ \frac{1}{\pi} \cos^{-1} (2iL - 1) \right] \dots\dots\dots (23)$$

Control Ampere-turn이 負인 境遇

$$a = -iL \left[ 2 - \frac{1}{\pi} \cos^{-1} (2iL - 1) \right] \dots\dots\dots (24)$$

이 (23) (24) 두式을 利用하여 그린 曲線을 Fig. 16에 圖示하였다. 即 Control Ampere turn을 負로부터 漸次的으로 變化시킬때 零에서 Snap action이 發生하여

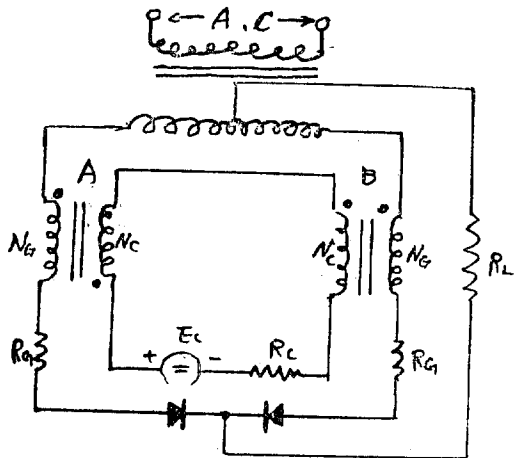


Fig. 15. Center-tap Amplistat with Inductive D. C. Load

負荷電流는 最大가 되고 以上變化에 對하여 一定하게 된다. 反對로 制御電流를 正에서 漸次로 주리던 Per-unit control ampere-turn이  $-0.26$  일때 急히 負荷電流가 減少된다. 이러한 飛躍現象을 圖示한것이 Fig. 17



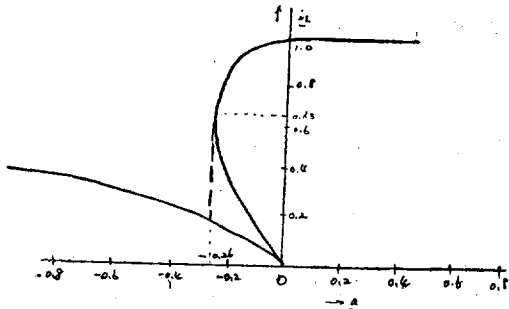


Fig. 16. Control Characteristic of the Amplistat with Inductive D. C. Load.

이다. 이러한 飛躍現像을 除去하기 爲하여 負荷兩端에 Shunt Rectifier를 挿入함으로써 抵抗負荷인때와 같은 制御特性을 얻을수 있다. (Fig. 18)

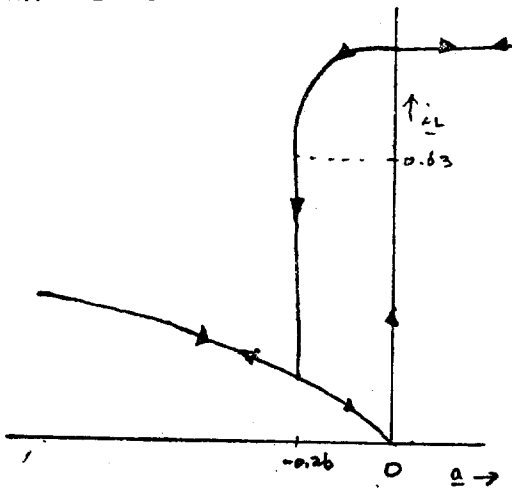


Fig. 17. Snap action of the Fig. 15.

#### 4. Magnetic Amplifier with Capacitive load

磁氣增幅器를 容量性負荷에 使用하는 境遇 大端히 複雜한 現像이 發生한다. (Ref. 18). 이러한 問題에 關

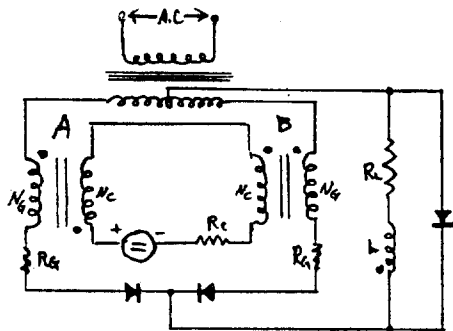


Fig. 18. Center-tap Amplistat with Inductive D. C. load adding shunt Rectifier

해서는 別로 研究되어 있지 않고 다만 直列型可飽和 Reactor에 容量性負荷를 電源과 直列로 하였을 때의 研究論文이 몇編 있을뿐이다. (Ref. 18, 19). 이와같은 問題를 取扱하기는 大端히 어려우나 圖式的인 方法으로써 定性的인 說明만을 하고저한다. Fig. 19과 같은 회

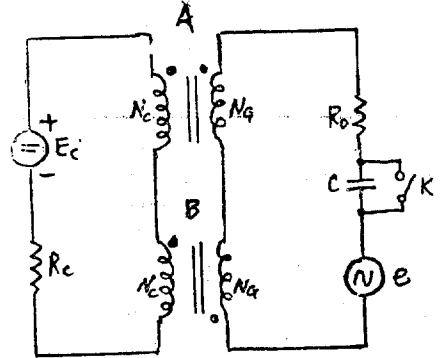


Fig. 19. Series-connected Saturable Reactor with Capacitive load.

로에서 制御可能한 領域이 있고 制御不可能한 領域이 있다. 이때에 負荷電流의 Amplitude가 電源電壓의 半周期마다 變化하며 通電角(conduction angle)도 變化한다. 이現像은 Fig. 20의 사진에서 볼수있는 것과같이 規則的인 振動現像이다. 이振動現像이 發生하는 原因에 對하여 鐵共振으로 說明하기도하고 (Ref. 20), Capacitor의 charge로 인한 Positive intrinsic Feedback의 影響으로 發生한다고 說明하기도 하였다. (Ref. 21)

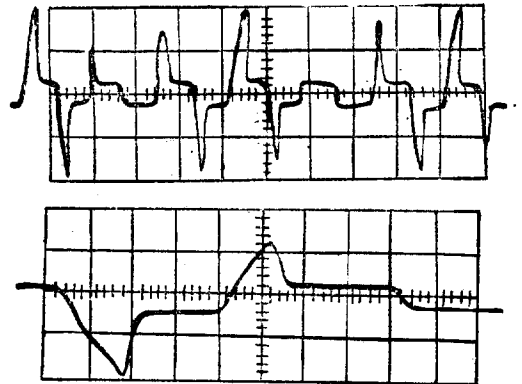


Fig. 20. Oscilloram of the Oscillatory load current

本紙에서는 Positive Intrinsic feedback effect로써 說明하여보기로 한다.

먼저 假定은 抵抗負荷일때의 假定을 그대로 適用하고 Fig. 19에서 Capacitor의 shunt switch K를 닫아 놓고 動作시키면 抵抗負荷일때의 動作과 完全히 一致한다. switch K를 電源電壓이 零이 되었을때 열었다

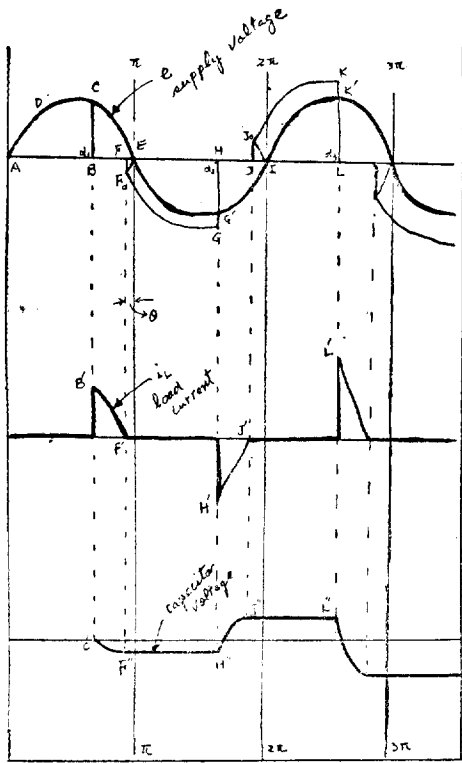


Fig. 21. Load Current and Capacitor Voltage when series-connected Saturable Reactor is applied to the capacitive load

고 假定하면 負荷 Capacitor 의 電荷는 없음으로 firing angle  $\alpha$  는 抵抗負荷일때와 같다. (첫번째 positive 半周期中). 이때 switch 를 閉는 瞬間에 Core-A 의 flux level 은 Negative Non-Saturated level 에 있고 Core-B 는 Positive Saturation level 에 있음으로 Fig. 21 에서 點 A 가 switch K 를 閉瞬間이라면 Core-A 의 flux 가 positive Saturation level 까지 到達하기 爲해서는 (7)式에서

$$\Delta\phi_A = \frac{10^3}{N_G} \times \frac{1}{2} \times (\text{면적 } ABCD)$$

의 flux 變化量이 必要하다.

$wt = \alpha_1$  일때 負荷電流가 흐르기 始作하며 이때의 負荷電流의 Amplitude 는 過渡現像을 考慮하여 Capacitor 가 없을때와 같고 時間이 經過함에 따라서 過渡現像은 없어지고 이瞬間에 Capacitor 에 充電된 電荷에 依하여 Capacitor 電壓은 上昇하며 (Fig. 21, C' F') 漸次的으로 電源電壓이 減少되어 Capacitor 電壓과 그크기가 같을때 負荷電流는 零이된다. 이時間後에 Capacitor

電壓으로 因하여 反對方向으로 負荷電流가 흐를려고 하지만 Core-A 의 flux level 이 飽和領域에서 벗어나게 됨으로 電流는 흐르지 못하고 Capacitor 電壓은 一定하게 維持되어 다음 勵磁期間으로 옮겨진다. 이때의 勵磁期間에는 電源電壓과 充電電壓과의 和가 두개의 Reactor 에 印加되어 Core-A 와 Core-B 가 flux 의 變化를 하도록 M.M.F 로써 作用한다. Fig. 21 에서 면적 ABCD 와 면적 EFGH 가 같을때 Core-B 는 Saturation level 에 到達하여 負荷電流가 흐르기 始作한다. 이때에도 電流의 Amplitude 는 抵抗負荷만인 境遇에 電源電壓과 充電電壓의 和에 依한 電流의 값을 가지므로 (過渡現像으로 因하여) 첫번째 電流(負荷)의 Amplitude 보다 커지게 된다. 【같은方法으로 過渡現像이 없어지고 Capacitor 에 첫번째 充電된 電荷가 零이되고 다음에 反對方向으로 充電되어 그 充電電壓이 電源電壓과 그크기가 같을때 다시 負荷電流는 零이 된다. 이와같은 作用을 半周期마다 反復 하게되어 負荷電流의 Amplitude 의 變化를 가져오게 하며 通電角도 變化하게 된다. 그러나 實際로 磁氣鐵心材料가 Ideal 한 假定과 一致할수 없으며 勵磁期間中에 勵磁電流가 흐르며 同時에 Capacitor 에 充電된 電壓에 依하여 放電電流도 흘러서 Capacitor 에 充電된 電荷도 減少한다. 卽 電源電壓의 半周期마다 勵磁期間中에 前半周期의 通電期間中 充電된 Capacitor 電荷가 모두 消滅 된다면 (放電으로 因하여) 振動現像이 發生할수 없음을 明白하다. 이때에 다만 Positive intrinsic feedback 으로 因하여 抵抗負荷인 境遇보다 電流 Gain 이 增加할뿐이다. 그러나 勵磁期間中 Capacitor 의 電壓이 零이되지 못하는때는 前述한바와 같은 振動現像이 發生한다. 이와같은 振動現像이 發生하여 制御電流를 增加시키 同時에 負荷電流를 增加시킬때 Capacitor 의 電壓이 電源電壓의 絶對值와 같아지면 負荷電流는 電源電壓의 最大일때 零이되며 制御電流에 無關係하게 一定한 負荷電流의 값을 갖는다.

(西紀 1963 年 1 月 28 日 接受)

### Nomenclature

- $a$  : Per-unit control ampere-turn
- $C$  : Linear capacitor
- $e$  : 瞬時電源電壓
- $E$  : 平均電源電壓
- $E_0$  : 平均出力電壓
- $E_C$  : 制御直流電壓
- $eg.B$  : Reactor 의 瞬時電壓
- $f$  : 電源周波數

$G_E$  : Voltage Gain  
 $G_I$  : Current Gain  
 $G_D$  : Dynamic Power Gain  
 $G_P$  : Power Gain  
 $h_e$  : Extrinsic feedback factor  
 $i_c$  : Per-unit control current  
 $i_G$  : Per-unit Gate current  
 $i_L$  : Per-unit Load current  
 $i_c$  : 瞬時制御電流  
 $i_G$  : // Gate //  
 $i_L$  : 瞬時負荷電流  
 $I_C$  : 平均制御電流  
 $I_G$  : // Gate //  
 $I_L$  : 平均負荷電流  
 $I_{G,m}$  : 最大平均 Gate 電流  
 $I_{L,m}$  : 最大平均負荷電流  
 $I_{Leff}$  : 實效負荷電流  
 $K_f$  : 波形率  
 $L$  : Linear Inductance  
 $n$  : Impedance matching Index.  
 $P_L$  : 負荷電力  
 $P_{L,m}$  : 最大負荷電力  
 $N_C$  : 制御卷線回數  
 $N_G$  : Gate 卷線回數  
 $N_F$  : Feedback 卷線回數  
 $R_C$  : 制御回路の 抵抗の 和  
 $R_F$  : Feedback 回路の 抵抗の 和  
 $R_G$  : Gate 回路の 卷線抵抗  
 $R_L$  : 負荷抵抗  
 $R_O$  : 負荷回路總抵抗  
 $R_{R,f}$  : 整流器の 順方向抵抗  
 $t$  : 時間 (秒)  
 $T$  : 時定數  
 $\alpha$  : 通電開始角  
 $\phi_A$  : Core-A の 磁束  
 $\phi_B$  : Core-B の 磁束  
 $\Delta\phi_A$  : Core-A の 磁束變化量  
 $\sigma$  : 偶數波拘束度

Reference

1. R.M. Bozorth, Ferromagnetism, Van Nostrand 1959.
2. W.J. Cunningham, Introduction to Nonlinear Analysis, Mc-Graw Hill, 1958.
3. 關根智明譯, 電子回路の 振動論.
4. 古屋, 南雲, 共著 非線型振動論, 岩波書店, 1957.
5. M.I.T. Staff, Electric Circuit John Wiley &

- Son, 1957.
6. E.J. Kletsky, Design Criteria for Low-level Second Harmonic Magnetic Modulator, A.I.E.E. Trans., Vol. 77, Jan. 1959
7. H.S. Sack and et al, Special Magnetic Amplifiers and Their Use in Computing Circuits, I.R.E. Aug. 1947.
8. E.P. Felch and et al, Magnetic Modulators, Elect. Feb. 1952.
9. W.A. Rote, Magnetic Convertor D.C. Amplifier, Elect., Dec., 1953.
10. H.F. Storm, Magnetic Amplifier, John Wiley & Sons, 1955.
11. G.M. Attura, Magnetic Amplifier Engineering, McGraw-Hill, 1959.
12. W. J. Dornhoefer, Self-Saturating Magnetic Amplifiers, A.I.E.E. Trans., Vol. 68, Pt-I, 1949.
13. 宮澤, 山下, 磁氣增幅器, 整流器, Automation 第五卷, 第五號, 1960.
14. 茂木晃著, 磁氣增幅器, 日刊工業新聞社刊, 1957.
15. T.G. Wilson, Series-Connected Magnetic Amplifier with Inductive Loading, A.I.E.E. Trans. Vol. 77, Pt-I, Jan. 1952.
16. H. F. Storm, Saturable Reactors with Inductive D.C. Load, Part-I Steady State Operation, A.I.E.E. Trans., Vol. 71, Pt-I, Nov. 1952.
17. H.F. Storm, Magnetic Amplifier with Inductive D.C. Load, A.I.E.E. Trans., Vol. 73, Pt-I, Nov. 1954.
18. J.T. Salihi, Analysis of Instability, and Response of Reactor with Rectangular Hysteresis loop core material in series with capacitor, A.I.E.E. Trans., Vol. 75, Pt-I, July 1956.
19. H.C. Bourne & J.T. Salihi, Analysis of Series connected Saturable Reactor with Capacitive Loading and Finite control resistance by use of difference equation, A.I.E.E. Trans., Vol 77, Pt-I, Nov. 1959.
20. R.H. Dennard, Behavior of the Ferroresonant Series Circuit Containing a Square-loop Reactor A.I.E.E. Trans., Vol. 77, Pt-I, Jan. 1959.
21. Yang S. Lee Analysis of the Magnetic Amplifier with Rectangular Hysteresis core material for capacitive load, Annual Report, A.E.R.I. 1962.