

해외 연구논문 초록

1-2. 회로망의 혼합해석법의 위상기하학적 성질과 최적응용

Giampio Bracchi, and Marco Somalvico; Topological Properties and Optimum Application of the Mixed Method of Network Analyais (IEEE Trans, Circuit Theory, Vol. CT-18, March 1971, pp. 228~232)

본 논문은 회로망 해석에 있어서 혼합법을 적용하는 경우 다루어야 할 연립방정식의 수를 최소로 하는 문제 및 회로망의 위상기하학적 성질과 연립 방정식수와 의 상관관계를 밝힌 것으로 최근 많이 논의되고 있는 전자계산기에 의한 회로설계(CACD: Computer-Aided Circuit Design) 분야에 속하는 논문이다.

고전적인 matrix 해석(mode法, mesh法 및 cut-set 法)은 주어진 회로망의 모든 가지들의 admittance와 impedance를 포함한 ohm의 法則으로 표시되기 때문에 계산의 일반성의 결핍과 오차를 수반한다. 따라서 주어진 graph의 특정 가지들을 admittance (Y) 가지로, 그 나머지를 impedame (Z) 가지로 취급하면 매우 유용할 것이며, 이 點에 기초를 둔 것이 바로 matrix 해석에 의한 혼합法이다. 이 방법은 일반성과 정확도를 지니고 있지만, 때에 따라서는 너무 많은 방정식의 수 N와 계산하는데 많은 시간을 소요되는 단점이 있다. 이 점을 시정하기 위하여 본 논문에서는 주어진 회로망의 위상기하학적 구조 및 Y-가지와 Z-가지로 된 두개의 subnetwork의 위상기하학적 구조와 N의 상호 종속성을 다음 제정리를 이용하여 규명하였으며 두개의 부분회로망의 최적 및 최악의 위상학적 구조와 N와의 관계를 유도한다.

정리 1.

혼합法으로 풀어야 할 연립 방정식의 수 N는

$$N = b_2 n_y - n_z - 2p + 1$$

이다. 단 n_y, n_z 는 각각 y-node와 z-node의 수이며, b_2 는 z-branch의 수임, p는 연결되지 않은 부분의 수이고 $n = n_z + n_{im}$

정리 2.

주어진 완전한 Z 회로망의 임의의 한 나무 가지에

대해서 z에서 y로 (n-1)번 변환시킴으로써 얻어진 z와 y-부분회로망의 위상기하학적 구조는 최악 곡선에 해당한다.

정리 3.

N의 최대치는 b이며, 또한 한 나무와 (b-n+1)개의 z-line를 형성하는 (n-1)개의 Y-가지를 갖는 위상기하학적 구조에 대응된다.

정리 4.

완전 회로망의 최적 곡선은 원래의 완전 z-회로망에서 z를 2, 3, ..., n node의 완전 y-부분 회로망의 가지가 될 y로 순차적으로 변화시키므로써 얻어지는 z 및 y의 위상기하학적 구조에 대응된다.

정리 5.

완전 회로망에 대한 최대치 ΔN_M 는 최악곡선의 최대 P_M , 즉 $b_y = n - 1$ 에 대응된다. 단 ΔN_M 는 최적곡선과 최악곡선의 종파포의 최대차임. (고영삼 위원)

2-1. L.P.를 이용한 送電線路網推定法

Len L.Garver; Transmission Network Estimation Using Linear Programming(IEEE Transaction on Power Apparatus and System, Vol. PAS-89, No. 7, Sept./Oct., 1970, pp. 1688~1697)

IEEE 회원이며 G.E. 회사 소속의 Garver는 線路容量的 부족부분과 이 부족을 충당하기 위한 위치를推定하는데 있어서 回路解析用 L.P.를 적용하는 방법을 제시하였다.

이 방법을 적용하기 위한 단계 卽, 線型潮流推定(linear flow estimation)과 新回路 選擇(new circuit selection)을 실예를 들어 설명하였는데, 이를 요약하자면 다음과 같다.

1. 電力潮流方程式을 電力移動의 線型最小化 問題로 표현한다.
2. 이 最小化 問題를 풀기 위하여 L.P.를 이용한다. 이 결과를 線型潮流推定이라 부른다.
3. 이 潮流推定에서 最大 過負荷 位置를 찾아 여기에 새로운 회로를 선택 추가한다.
4. 이와 같은 潮流推定 및 新回路 선택 과정을 過負

荷가 없어질 때까지 반복한다.

그리고, 이상의 계산 알고리즘을 위한 전자계산기 프로그램도 개발하였다.

이 프로그램은 交流潮流計算 프로그램과 함께 사용함으로써 長期送電網 建設計劃, 특히 發送電시설 擴張計劃에 있어 送電投資費用의 最小化를 도모하는데 효과적으로 적용될 수 있다고 Garver는 보고하고 있다.

(박영문 위원)

2-2. 交直重疊送電用變壓器에 관한 연구

K. Terada; A Design of the Superpose AC & DC Transmission Power Transformer. (J.I.E.E. Jan. 1971, pp. 101~108)

현재의 電力輸送에는 高電壓交流送電方式과 高電壓 直流送電方式이 있다. 본 논문에서 취급된 交直重疊 送電方式은 交流 및 直流送電方式의 양 장점을 고려하여 同一業體에 交流電力과 直流電力을 동시에 공급

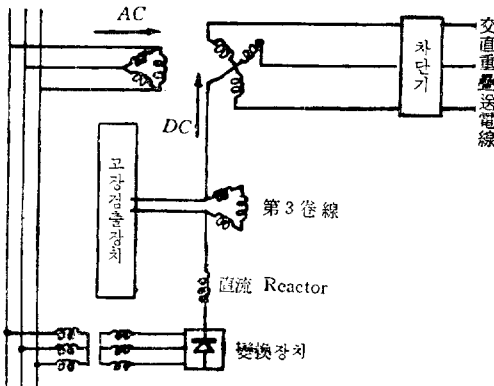


그림 1. Sending end of superposed transformer with the third winding.

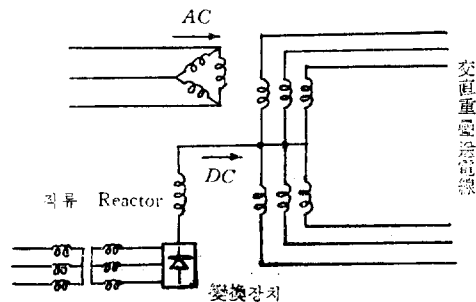


그림 2. Sending end of different phase double-circuit superposed AC/DC transformer.

하는 방식이다.

본 논문에서는 새로운 送電方式에서 중요한 역할을 담당하게 되는 直交重疊變壓器 構造에 있어서 第3卷線方式과 異相2回線方式의 卷線等에 대하여 검토하고 小形變壓器를 試作하여 交直重疊送電方式의 適用可能性에 대한 기초적 실험 결과를 소개하였다.

(1) 交直重疊送電方式에서 DC를 線路에 起電하는 방식에는 並列起電方式과 直列起電方式이 있는바 並列方式에는 電力用變壓器가 送受電端에 각각 2대씩 필요하고 이 외에도 DC 阻止用 Condenser와 AC 阻止用 Reactor가 사용되며 直列方式에는 送受電端에 각각 2대의 千鳥結線式 變壓器가 필요하다.

(2) 본 著者が 연구한 第3卷線付交直重疊變壓器를 사용할 경우 Condenser나 Reactor가 필요없는 利點이 있다.

그림1에 表示된 直列起電方式에서 第3卷線에 흐르는 DC 電流로서 高壓線側에 흐르는 DC에 의한 磁束을 消去할 수 있으며 더욱이 第3卷線の 端子間에 故障檢出장치를 접속하면 故障時 線路를 개방할 수 있다. 異相2回線交直送電方式은 DC를 直列로 起電하는 방식으로 그림 2와 같다.

(3) 第3卷線 및 異相2回線에 依한 重疊用變壓器를 試作하여 特性實驗을 한 結果 종래의 交直重疊送電用的 千鳥結線과 同一한 特性을 갖으며 第3卷線對變壓器는 上記한 바와 같이 故障檢出의 信號를 얻을 수 있으며, 異相3回線交直送電方式의 變壓器 結線은 千鳥結線 變壓器에 比하여 一定한 交直流電壓을 얻는 코일의 卷線數가 0.86倍로 되어 使用材料 등의 經濟的 效果가 크다.

(4) 모의 送電線에 重疊用變壓器를 接續하여 모의 線路實驗을 통한 電壓電流를 測定한 結果 交直重疊送電方式에 充分히 適用할 수 있는 것으로 直流電力과 交流電力을 同時에 同一線路에 送電할 수 있다.

(이문호 회원)

2-3. EHV 系統의 線路投入, 再投入時 및 故障發生, 除去時的 過電壓의 연구

A. cleric & A. Taschini: Overvoltages Due to Line Energization and Reenergization Versus Overvoltages Caused by Faults and Fault Clearing in EHV Systems (IEEE Trans Power Apparatus Syst., Vol. PAS-89, No 5/6, May/June, 1970 pp.932~941)

EHV 및 UHV 系統에 있어서 重要한 問題點의 하

나는 内部異常電壓을 어떻게 제어하느냐 하는 것이다. 本論文의 첫 부분에서는 線路의 投入 및 再投入時에 發生하는 Surge를 제어하는 方法에 對하여 論하고 다음 부분에서는 故障時와 故障除去時에 發生하는 Surge에 對하여 論하였다.

(1) 研究對象으로 檢討된 系統은 線路互長 350km, 735KV 系統에서 Shunt Reactor가 線路의 送受電端에 접속된 상태下에 電源側이 A source로서 發電機와 變壓器만이 線路에 直接連結된 境偶와 電源側이 B Source로서 많은 架空線이 母線에 接續된 두 경우에 대하여 고찰하였다.

(2) TNA에 依한 解析結果에 의하면 線路 投入時 적절한 抵抗을 적절한 시간에 插入하면 Surge를 1.5 p.u.까지 제어할 수 있게 된다.

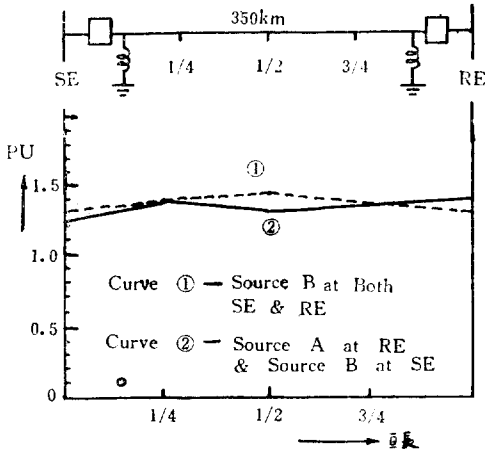


그림 1. 1線地絡時의 最高異常電壓

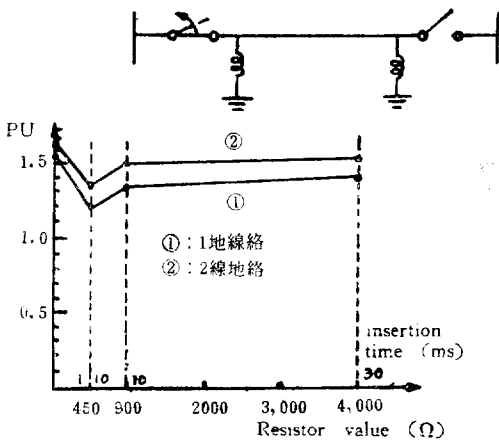


그림 2. 고장제거시의 異常電壓

한便 多段抵抗付遮斷器의 投入 및 再投入時 Surge倍數는 1段抵抗遮斷器인 경우보다 減少하게 된다. (即 再投入時의 Surge 値는 0段:3.8pu, 1段:1.44pu, 2段:1.34pu, 3段:1.26 pu)

(3) 一線 地絡時 A와 B source에 對하여 異常電壓을 考察한 바 그림 1에서 볼 수 있는 바와 같이 最大 Surge는 線路中間인 $\frac{1}{2}$ 地點에서 1.5pu이고 母線에서 1.4 pu가 되었다.

(4) 一線地絡 및 2線地絡인 경우 線路遮斷時 母線에 發生하는 異常電壓을 Source B에 對하여 分析한 것으로 故障線路遮斷 過程中 적절한 抵抗 값을 適切한 時間에 插入하면 異常電壓을 1.7pu에서 1.4pu까지 節減할 수 있다. 그림 2는 故障除去時 surge의 變化曲線으로 抵抗 300~600Ω를 插入하는 경우 1.4pu 以下로 제어할 수 있다. (이문호 회원)

2-4. 變壓器終端線路의 相間 Surge:500KV 遮斷器 操作

D.D. Wilson; Phase-phase Switching Surges 500KV Transformer-Terminated Lines, Part1: 500KV Circuit-Breaker Operation (IEEE Trans Power Apparatus Syst., Vol. PAS-89, No. 516, May/June, 1970 pp. 685~690)

變壓器로 終端된 500KV 送電系統의 相關 Surge에 대해서 TNA의 調査한 結果를 이 Report에서 記述하였다.

調査對象은 電源容量 5000KVA, 10,000KVA, ∞, 線路 200, 100, 50mile의 3가지로 하였다.

線路終端 變壓器는 EHV 單卷變壓器이며 TNA으로써는 飽和特性을 滿足하는 素子를 쓰고 있다.

無負荷線路에 400Ω의 抵抗投入時의 Surge에 대해 기술하면

Surge의 크기

1) 他條件을 一定히 하고 線路長을 變化시켜 그 影響을 조사한 결과 거리가 큰 쪽에 큰 Surge가 發生하였다.

50mile에서 200mile의 60~75%의 Surge 値를 나타냈으며 對地電壓波高值를 기준할 때 最大 Surge 倍數는 200mile시 3.75倍였다.

2) 線路終端 變壓器 三次回線의 leakage impedance의 影響은 600Ω 以下에서는 相關 Surge에 약간의 影響을 미치나 600Ω를 넘으면 影響을 미치지 않는다.

3) 同一容量의 경우 變壓器 impedance에 대해서 표준 impedance가 작은 것에 비해 impedance가 큰 變壓器쪽

이 발생 Surge가 더 크다.

Surge 波形

대표적 Surge 波形은 그림 1과 같으며 여기서 $t_1=7.0\sim 27.5ms$, $t_2=1.7\sim 5.0ms$ 의 범위에 있다.

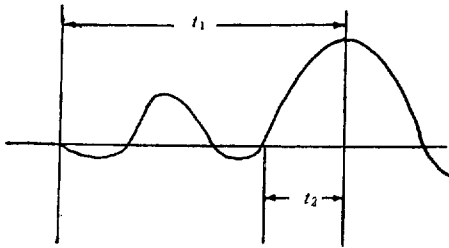


그림 1

3) 相關 Surge의 極性成分

각상의 Surge 크기의 比를 조사한 바 비교적 적은 2.2배의 Surge에 대해서는 1相이 63.6% 他相이 36.4%이었다.

한편 최대 Surge 3.75배에 대해서는 그 比가 50%이었다.

Surge 發生 度

Surge 發生 度分布를 조사한 바 최대 Surge의 發生 度는 1% 以下이었다. (입한석 회원)

2-5. 500KV이상 超高壓系統에 있어서 1相 高速再投入

Einpolige Kurzunterbrechung in Hochspannungsnetzen über 500KV (ETZ ABd. 91. 1970 H.8 S453~458)

초고압송전시스템의 회복가능한 사고 중 50~70%가 일선지락사고이다.

이러한 사고의 70~90%가 arcing ground를 극복할 수 있기 때문에 대부분의 접지사고는 고장상의 고속 재투입으로 제거될 수 있다.

1相고속 재투입 방식은 대용량 장거리송전시스템에서 건전상에 의해서 차단시간 동안 최대송전용량의 50% 이상을 송전할 수 있기 때문에 동태안정도를 개선하여 준다.

건전상과의 유도 작용으로 일상차단시 재점호현상이 일어나는데 이 점호시간이 일상차단시간(무전압 시간)을 결정하여 준다.

이 무전압시간은 0.5~1.5초로써 1.5초 이상에 대해서는 재점호의 소호에 대해서 별로 연구된 바가 없으므로 최대 1.5초 이내에 재점호가 소호되고 arc개소

의 절연이 회복되는 것을 전제하고 있다.

고압장거리계통에서는 정전 및 유도성전류로 재점호 시간이 증가하며 일상고속재투입은 단거리선로에의 적용으로 제한을 받게 되는 것이다.

이 논문에서는 재점호전류를 억제함으로써 장거리 초고압송전선로가 일상고속재투입시 성공적으로 보호될 수 있음을 시사하고 있다.

재점호시간은 주로 고장점의 전류와 재기전압의 크기로써 결정되는데 재점호전류와 재기전압은 선로 전압이 클수록 선로의 길이가 클수록 크게 된다.

따라서 초고압계통에서 700KV, 1.5초 무전압시 선로는 200km로 제한을 받게 된다.

이 때문에 장거리 초고압선로에 일상고속재투입 방식을 적용할 수 있는 즉 재점호전류와 재기전압을 억제하는 회로망을 모색하였다.

일상고속재투입으로 700KV 1.5 초 무전압시 200km를 보호할 수 있음에 반하여 이 논문에서는 특수회로망을 구성함으로써 초고압 장거리선로에서도 안정도를 효과적으로 개선하고 개폐 Surge를 억제할 수 있는 방법을 제시하였다. (임학석 회원)

2-6. 두개의 상이한 알 단층 강철보강 알미늄도체의 비교

Raymond D.Findlay, and Govondaramani Pandurangan(IEEE Transactions on Power Apparatus and System September/O ctober 1970)

지금까지 여러층(multilayer design)으로 된 케이블에 관한 논문이 많이 나왔으나 단층은 좀 무시되어 왔다. 본 논문의 목적은 단층 설계의 여러가지 현상을 조사하고 케이블의 저항과 리액턴스를 계산하는 실질적인 방법을 확립하는데 있다. 등가(equivalent rating)의 상이한 설계로 된 케이블의 모양은 그림 1과 같다.

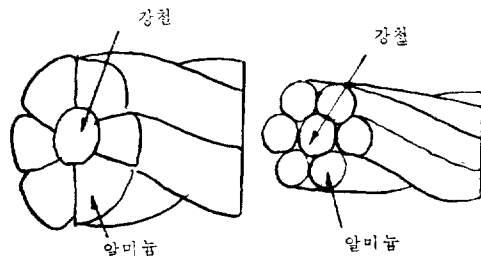


그림 1

(1) 썩기형의 연선

① 축방향 전류의 흐름

전계의 축방향성분의 정상상태에서의 미분방정식은 $\frac{d^2\xi_i}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{d\xi_i}{dr} = j\omega\mu_i\sigma_i\xi_i$ 로 표시되면 여기서 $i=1$ 은 강철을 뜻하고 이때 $0 < r < b$ 이다. $i=2$ 는 알루미늄이며 $b < r < a$ 이다.

ξ_1 과 ξ_2 는 반경으로 표시되고 전류의 침입도를 반경에 비해 무시된다고 생각하면 케이블의 내부저항과 리액턴스는

$$R = Re(\xi_2(a)/I),$$

$$X = Im(\xi_2(a)/I)이다.$$

② 연선간의 고저항

자계의 포화는 전적으로 나선전류(the spiraling current)에 기인한다고 생각하면 자계의 축방향 성분에 대한 계의 방정식은 다음과 같다.

$$\frac{\partial^2 H}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial H}{\partial r} = \sigma \frac{\partial B}{\partial t}, \quad (0 < r < b)$$

강철선의 나선전류에 의한 1[m]당 손실은 $P = \frac{2\pi}{\tau} \int_0^r \frac{J^2(r,t)}{\sigma} dt \cdot r \cdot dr$ 이고 여기서 τ 은 적분기간이다. 철선의 와류저항은 $\Delta R = P/|I|^2$ 이다.

자계저항에너지는 $W = \frac{2\pi f}{\tau} \int_0^r \mu(H) \cdot H^2(r,t) dt \cdot r \cdot dr$ 이면 $\Delta X = \frac{2\pi f W}{|I|^2}$ 이다.

(2) 원형연선

원형연선의 경우는 기하학적으로 한층 더 복잡하면 철선과 알루미늄사이의 공극이 존재한다.

경제조건의 복잡성으로 편미분 방정식 해법은 이용할 수 없으며 적분방정식해법을 이용한다. 케이블 주위에 적당한 반경을 갖는 가상적인 면의 전류커로가 있다고 생각한다.

결과만을 적으면

$$R + jX = \frac{\xi_0}{I_0}$$

여기서 ξ_0 는 인가전압에 의한 전계의 축방향성분이고 I_0 는 전 축방향전류이다.

임피던스 증분은 썩기형 때와 같다. (이병호 회원)

3-3. 中性點 分離整流方式에 의한 誘導電動機의 特性

Characteristics of Primary Controlled Induction Machine using Three Phase Bridge Rectifier Circuit Connented to Neutral Side of Primary Winding [T. Hori; J.I. E.E.J, Vol. 9 1-2. 2/1971.]

이 방식은 整流回路의 交流側 Impedance가 클 때, 적은 전류에서도 重疊角이 커서, 교류전류에 포함하는 高調波分の 비율이 적어지는데 착안한 新速度制御方式으로 固定子 Y結線의 中性點을 분리하여 여기에 整流回路를 넣어 整流回路의 直流側을 조정하게 한 것이다.

그림 1은 이대의 등가회로를 표시한 것으로, 이를 해석하고, 實測値와 비교하여 그 妥當性을 증명하였다

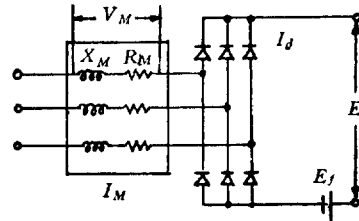


그림 1

$$R_M = P_1/3I_1^2 = V \cos \phi / I_1 = R_1 + a^2 R_2 / s$$

$$X_M = \sqrt{(V/I_1)^2 - R_M^2} = V \sin \phi / I_1 = X_1 + a^2 X_2$$

여기서 供試機에서의 $R_M, X_M, T = \frac{X_M}{R_M}$ 를 計算値와 實測値를 비교하여 본 결과 그림 2와 같이, 거의 일치하므로 中性點分離整流方式에 있어서의 等價回路는 그림 1과 같은 等價回路임이 알 수 있다.

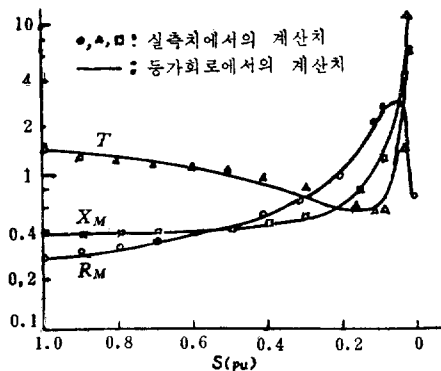
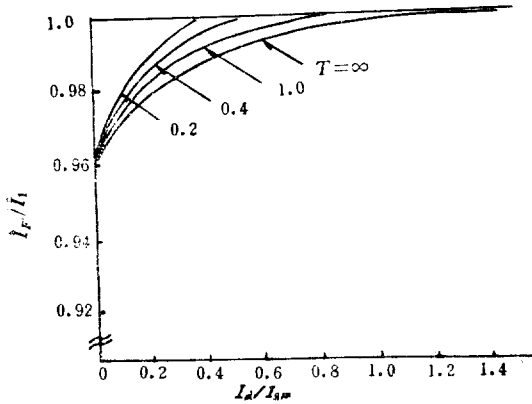


그림 2

이러한 等價回路에서도 重疊角 $u_0 > 60^\circ$ 인 점은 入力電流가 計算値와 實測値가 일치하며, $u_0 = 60^\circ$ 인 점은 일차간 여극남은 u_0 가 적을수록 波形의 찌그러짐이 크게 되기 때문이나, 이로 인하여, 上記等價回路가 特性解析上 문제가 될 정도는 아니다. 入力電流에 高調波電流가 포함되는 정도를 보면 그림 3과 같이 많이 減衰되었다.

計算値와 實測値에서 電壓, 電流波形은 重疊角이 다르므로 많은 相차는 조금 있으나 거의 같고, slip가 다르므로 해서 相차는 극히 적다.



I_F : 入力電流중의 基本波成分
 I_d : 整流回路의 直流電流
 I_{sm} : 整流回路의 交流側抵抗分을 zero로 할 때 흐르는 整流回路의 短絡電流

그림 3

본 논문에서는 中性點分離整流方式의 綜合特性을 취급하지 아니 하였으나, 임의의 s 에 대하여, R_M , X_M , T , I_{sm} , I_d 를 계산하여 $I_{\alpha 1}$ (有效分の 實効值), I_1 (各相電流實効值)를 구하는 특성곡선과 誘導電動機의 特性을 구하는 식을 유도하였다.

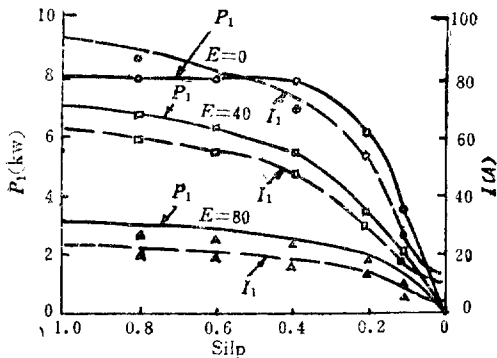


그림 4

이 방식을 적용하는 경우의 速度制御 및 Torque 調整範圍은 同期速度 근처의 40%~50% 전후이며, 直流側을 2次勵磁方式으로 電力回收가 가능한데, 이때 低速度에서 적은 Torque를 낼려면 低速度에서 큰 전압을 내는 直流電動機가 필요하므로, 이때는 Selbius 방식을 채용하는 것이 좋고, 起動時 큰 Torque가 필

요한 곳에서 直流側 直卷特性을 이용할 수 있는 Krämer 방식으로 하는 것이 좋다. 그림 4는 入力—slip 및 1次電流—slip의 관계로 보인다. (황영문 위원)

3-4. 交流電動機制御를 위한 3相 Bridge 轉流 Inverter의 最適設計

S.B. Dewan, & David L. Duff: Optimum Design of an Input-Commutated Inverter for AC Motor Control (IEEE Trans.on I-G-A, Vol. IGA-5, No. 6, Nov/Dec. 1969)

그림 1과 같은 3相 Bridge Inverter 회로에 回生 및 억제 diode를 설치하여, thyristor가 消弧 혹은 轉流한 후에 motor 電流의 誘導成分에 대한 통로의 역할을 한 入力轉流 Inverter에 pulse with modulation을 사용한 회로에 대한 設計適定值를 유도하였다.

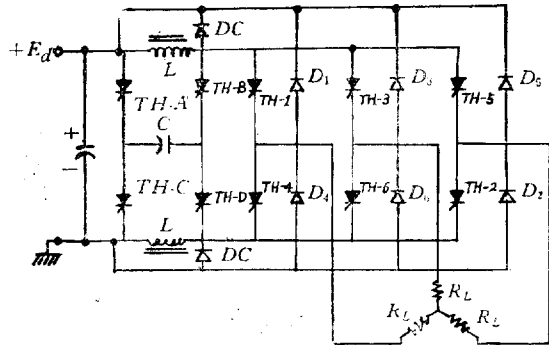


그림 1

轉流回路設計條件으로서, 1) 全期間 동안에 thyristor blocking junction의 回復를 위한 逆 potential을 갖도록 하고, 2) 導電 thyristor에 대하여는 負 sweep-out current를 마련하여야 하며, 3) 消弧된 후 再印加되는 順方向電壓의 上昇을 制限하게 하였다. 그림 1의 回路의 動作過程을 요약하면, 먼저 +inverter bus에 TH-1과 TH-3가 -inverter bus에 TH-2가 導通하여 回路가 구성되어 轉流 capacitor C가 그림과 같이 충전되어 있는 상태에 2개의 轉流 thyristor TH-B, TH-C를 동시에 點弧시키므로써 轉流가 시작된다. 이때 C의 右편이 負로 충전되어 있으므로, 右쪽의 L는 2E의 전압을 감당하여야 하고, 右면 導電負荷 thyristor는 消弧를 위하여 -E의 印加전압이 필요하며, 그 이상의 것은 D_4, D_6 에 의하여 阻止되어야 한다. 回生 diode D_4, D_6 은 TH-2와 함께 右쪽 L를 거쳐 負荷의 誘導成分의 통로로 되고, 이때 thyristor의 양극들은 整流回路의 作用으로 負電位를 갖게하고, 右쪽 L에 흐르는

負荷電流는 C로 흘러, 먼저 반대 방향으로 충전하게 한다. 이때 아랫쪽 回生 diode D로는 負荷電流의 誘導成分의 通路로, 아랫쪽 L에 흐르는 負荷電流는 D C로 계속 흐르게 한다. 그림 2는 각 부분의 轉流現象을 나타내고 있다. 이 논문에서 이때 있어서 轉流用 L와 C의 適定值를 구하기 위하여 먼저 轉流現象을 Laplace 變換에 의하여 轉流區間 wt_0 를 구하여 $wt_0 \equiv \tan^{-1}x$ 라 놓아

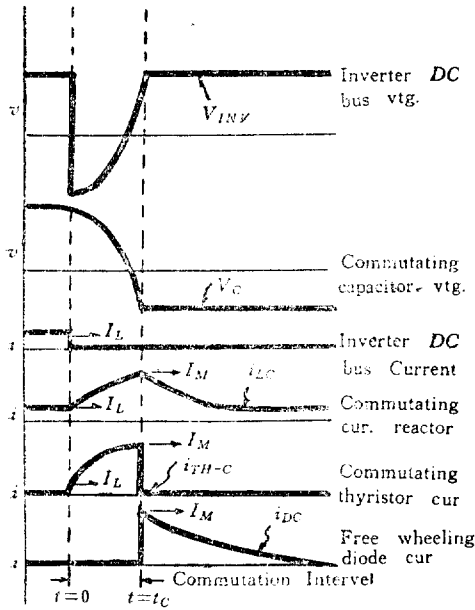


그림 2

$$\frac{I_M}{I_L} = \sqrt{\frac{4E_d^2}{I_L^2 w^2 L^2} + 1} = \sqrt{x^2 + 1} = f(x)$$

란 관계를 유도하였는데, 여기서 I_M 는 轉流終期の 尖頭電流 pl 이다. 동시에 C의 전압 e_c 에 대한 방정식을 풀어, 轉流初期(turn-off time) 시간 wt_0 를 x의 函數로 유도하여 다음과 같은 관계를 유도하였다. 즉

$$wt_0 = -\sin^{-1} \frac{0.5x}{\sqrt{x^2 + 1}} + \tan^{-1} x = g(x)$$

轉流期間 동안에 L에 저장된 energy는

$$W = 0.5LI_M^2 = 0.5LI_L^2 [f(x)]^2$$

인데, 이 energy는 될 수 있으므로 적은 것이 좋으며, 負荷 thyristor에서 轉換된 energy $W' = E_d I_L t_0$ 와의 비를 x의 函數로 표시하면

$$\frac{W}{W'} = h(x) = \frac{[f(x)]^2}{x \cdot g(x)}$$

와 같으며, 이를 x에 값에 의해 구하여 최소 trapped energy level를 갖는 값을 구한 결과 $x=1.8$ 이다. 여기서 L, C의 적용치를 구한 결과

$$L = \frac{1.82E_d t_{00}}{I_L} [\mu H], C = \frac{1.47I_L t_{00}}{E_d} [\mu F]$$

여기서 $t_{00}[\mu \text{ sec}]$ 는 thyristor turn-off time이다. 위의 값을 McMurray-Bedford Inverter에서 값

$$L = \frac{2.35E_d t_{00}}{I_L} [\mu H], C = \frac{2.35I_L t_{00}}{E_d} [\mu F]$$

과 비교한 결과, 거의 비슷한 값을 갖게 됨을 알게 되었다. (황영문 위원)

3-5. 大電流金屬—半導體整流器

P. Polgar, A. Mouyard & B. Shiner; A High-Current Metal-Semiconductor Rectifier (IEEE Trans Electron Devices, Vol. ED-17 No. 9, Sep, 1970 pp. 725~731)

Schottky barrier diode는 現在 주로 高周波回路 중에 사용되고 있으며, 주로 小信號에 적용된다. 여기서는 大電流用 整流器로써 사용하고져 大面積(17,000 mils²)의 Schottky barrier diode의 製作에 成功하였다.

이 diode는 基板으로 2 μm 두께의 0.5 Ωcm 의 n형 S 에피타기살층의 (111)面을 사용하고 있다. 金屬으로서는 Cr를 電子빔 蒸着시키고 있다. 이것에 ohmic conductor를 부쳐 整流器用의 測定函 DO-21에 넣고 特性을 調査하고 있다. 順方向 I-V 特性에서 구한 V=0점의 電流는 200 μA 이고 이 값에서 구한 barrier의 높이는 0.57eV이고 지금까지 報告된 값과 일치한다.

10A 以上の 電流值에서는 測定函의 抵抗에 의하여 I-V 特性이 變化한다.

또 逆方向特性은 Image force에 의한 barrier의 低下와 接合周圍에서의 電界集中現象으로 理論值에 比하여 逆方向電流의 增加와 Break down 電壓低下가 나타난다. 金屬半導體接合을 사용한 整流器에서 가장 注目할 것은 高周波整流性이다. 이 論文에서는 6MHz까지 測定하였다. p_n 接合의 整流器가 2MHz에서 10%의 效率인데 비하여 金屬半導體接合을 사용한 整流器인 경우는 28%이다.

本 論文에서는 電流의 溫度依存性, C-V 特性, 低周波에서의 等價回路에 대하여서도 조사하고 있다.

(천희영 위원)

3-6. 이중농형 유도전동기의 새로운 등가회로

A. K. Bandyopadhyay; (IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, September /October, 1970)

Kron씨가 제시한 이중농형 유도전동기의 정상상태 등가회로는 그림 1과 같다.

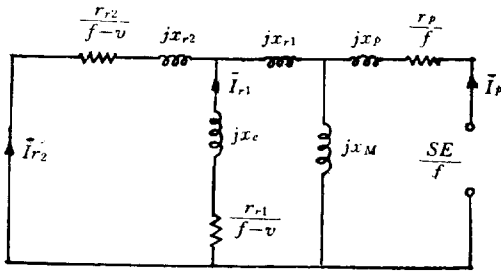


그림 1. v: per-unit speed

Kron씨는 1차권선과 2차측의 철심 바깥부분의 권선의 상호인덕턴스는 1차권선과 2차측의 철심 안쪽부분의 상호인덕턴스와 같다고 생각하였는데, 실제로는 같지 않으므로 본 논문에서는 이를 다르다고 생각한 것이다. 또 2차측은 별개의 단락환을 갖는다고 생각한다면 전압 전류를 행렬로 표시하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} V \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_0 + jX_p & jX_{op} & jX_{ip} \\ jsX_{op} & r_o + jsX_o & jsX_{oi} \\ jsX_{ip} & jsX_{oi} & r_i + jsX_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_o \\ I_i \end{bmatrix}$$

여기서 p: primary, o: outer cage i: inner cage

$$x_1 = X_p - X_{op}, \quad x' = X_{op} - X_{ip}, \quad x_2 = X_o - X_{oi}$$

$$x_2' = X_o - X_{oi}, \quad x_3 = X_i - X_{ip}, \quad x_3' = X_i - X_{oi}$$

이들을 앞의 행렬에 대입하면 다음과 같이 된다.

$$V = I_p(r_p + jx_1) + jx'(I_p + I_o) + jX_{ip}(I_p + I_o + I_i)$$

$$0 = jx'(I_p + I_o) + I_o[r_o/s + j(x_2' - x')] + jX_{ip}(I_p + I_o + I_i) + j(x_3 - x_3')(I_o + I_i)$$

$$0 = jX_{ip}(I_p + I_o + I_i) + I_i(r/s + jx_3') + j(x_3 - x_3')(I_o + I_i)$$

등가회로는 그림 2와 같다.

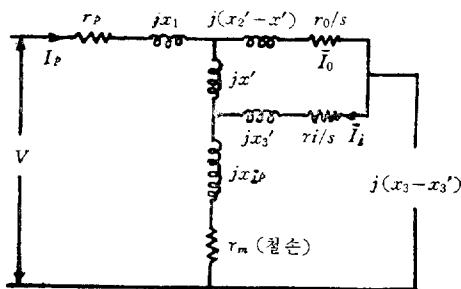


그림 2

그림 2에서 새로운 reactance x' 가 들어 왔으며 이는 x_3', x_1', x_2', r_o 또는 r_i 에 비해 무시할 수 없으며 구할 수 있는 것이다. (이병호 회원)

6-1. Pipe-line에 설치된 電動機의 繼電方式

Leslie U. Eidson & Alfred A. Rogotti; Relaying Requirements for Pipe-line Pump Motors (IEEE Trans IGA-6, No.3, May/June, 1970, pp.272~277)

無人 Pipe-line에 사용되는 펌프電動機(籠型誘導機)의 각종 異常狀態에 대한 保護방식을 제시하여 설명하고 있다.

過負荷(裝置 49)

다음 裝置中 하나 또는 이들을 組合하여 사용한다.

- 1) 固定子電流에 의하여 동작하는 熱輻射型 過負荷繼電器
- 2) Wheatstone Bridge 회로에 연결된 固定子 捲線에 대한 溫度檢出器
- 3) Wheatstone Bridge 회로에 의한 溫度檢出器와 交流 誘導圓板型繼電器

甚한 過負荷와 拘束된 回轉子(裝置 51) 長時間型인 誘導圓板型繼電器가 過溫度保護에 이용되고 非遲延裝置인 裝置 50과 6-cycle timer를 가진 瞬時繼電器를 附加함으로써 保護를 증가시킬 수 있다.

3相과 線間故障(裝置 50, 87)

高速再閉路裝置와 高速度轉達裝置를 사용한 電動機 回路 이외에는 瞬時繼電器가 故障를 분리하는데 적용되나 非對稱電流로 인한 事故는 差動繼電器로 감지시킬 수 있다. 더 효과적인 差動繼電器裝置는 Self-balancing primary 電流差動裝置를 채용하는데 이것은 3개의 CT와 3素子 瞬時過電流繼電器가 필요하다.

接地故障(裝置 50N, 51N)

그림 1에 보인 바와 같이 接地는 50N/51N 繼電裝置나 零相變流器에 接續된 繼電裝置 51G에 의해 檢出된다. 그리고 時延繼電器(51N)와 瞬時繼電器(50N)는 모두 他裝置를 위해서도 필요하다.

不足電壓(裝置 27)

供給壓降下가 定規電壓보다 낮을 때 보통 Voltage-sensing relay가 電動機를 分離하기 위해 사용된다. 이 값은 電動機定格電壓의 약 70~90% 사이이다. 不足電壓繼電器는 回復된 電壓에서 안전하게 운전할 수 있도록 電動機의 能力에 적합한 時間遲延을 주어야 한다.

不平衡電壓(裝置 46)

특수한 전압 또는 電流繼電器가 사용되며 電流繼電器는 이것이 접속된 CT의 比에 의해 감도가 定해지고 또 電壓繼電器는 逆相電壓繼電器가 사용된다.

反相(裝置 47)

反相繼電器를 不足電壓繼電器와 組合하여 사용한다.
反復起動

이 상태에서는 過負荷繼電器나 拘束回轉子 保護繼電器로써 檢出할 수 없으므로 메테르 펌프電動器 制御裝置에는 計數回路와 計時回路가 採用된다.

이상과 같은 여러 문제들이 적당히 고려될 때 電動機는 確實히 保護될 수 있고 최소의 休止時間으로 향상된 서비스를 줄 수 있다. 그림 1은 전형적인 大型電動機 保護裝置의 예들 보인 것이다. (오금열 위원)

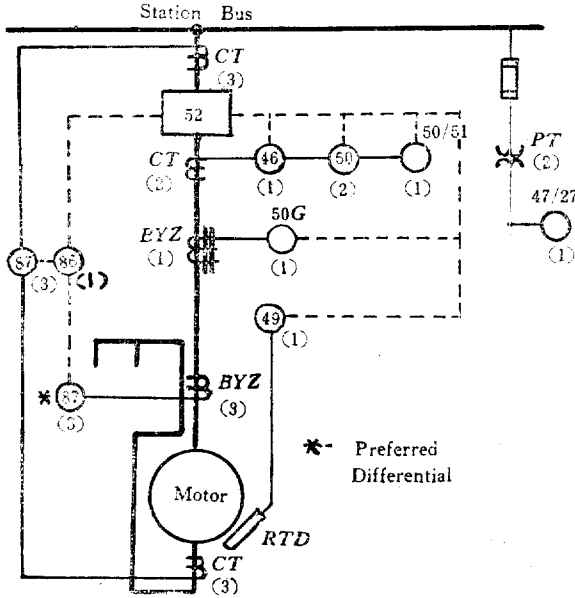


그림 1. Complete protection for typical large motor

6-2. 卷線形 誘導電動機의 定起動토크 크 제어

Luke Y.M. Yu: Constant Starting Torque Control of Wound Rotor Induction Motor (IEEE Trans. PAS-89 No.4 April 1970, pp. 646 ~651)

이 논문은 卷線形 誘導電動機의 回轉子에 직열 및 병열로 저항과 리액탄스를 삽입하여 誘導電動機를 一定起動 토크로 운전하는 방법에 대하여 연구한 것이다 일반 卷線形 誘導電動機의 토크식은

$$T = \frac{1}{\omega_s} \frac{V_2}{(r_1 + r_2/s)^2 + (x_1 + x_2)^2} \frac{r_2}{s}$$

이다. 여기서

$$R = r_1 + r_2/s, \quad X = x_1 + x_2$$

라고 하면

$$T = \frac{1}{\omega_s} \frac{V^2}{R^2 + X^2} (R - r_1)$$

이고 이것을 單位法으로 표시하면

$$T = \frac{V^2}{R^2 + X^2} (R - r_1)$$

$$\left(R - \frac{V^2}{2T}\right)^2 + X^2 = \left(\frac{V^2}{2T}\right)^2 - \frac{V^2}{T} r_1$$

이다. 이 방정식은 중심이 $R = \frac{V^2}{2T}$, $X=0$ 이고 반경이 $\sqrt{\left(\frac{V^2}{2T}\right)^2 - \frac{V^2}{T} r_1}$ 인 一定 토크 원을 나타낸다. 즉 유도 전동기의 기동기간중 등가임피던스 $Z=R+jX$ 의 궤적이 그림 1에서와 같이 원이 된다면 定토크 기동이 가능하다.

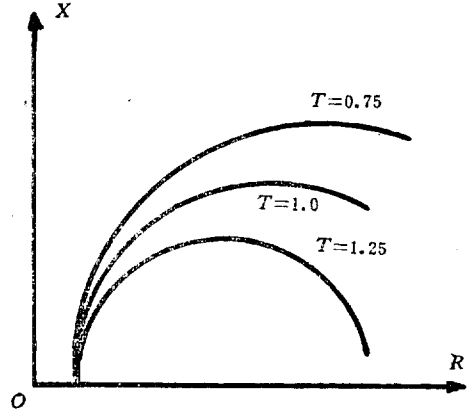


그림 1. 복소수평면상의 定토크 원선도

그림 2는 유도전동기의 회전자에 저항과 리액탄스를 직열 및 병열로 삽입한 경우의 등가회로이다. 이 회로의 등가저항 및 등가리액탄스는

$$R = r_1 + \frac{r_2 + r}{s} + \frac{R_c/s X_c^2}{(R_c/s)^2 + X_c^2}$$

$$X = x_1 + x_2 + x + \frac{(R_c/s)^2 X_c}{(R_c/s)^2 + X_c^2}$$

이다. 여기서 r, x, R_c, X_c 의 값을 적당히 정하므로써 등가임피던스 $Z=R+jX$ 의 궤적이 원이 되게 할 수 있다.

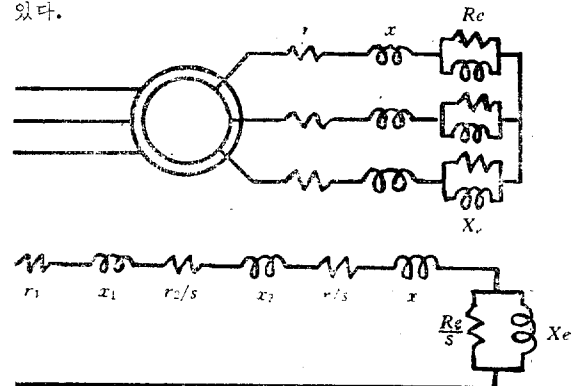


그림 2. 저항과 리액탄스가 삽입된 유도전동기 및 등가회로

본 논문에서는 이 定數들을 도식적 방법으로 구하였는데 그림 3은 $r_1=0.04$, $r_2+r=0.053$, $R_s=0.0724$, $x_1+x_2+x=0.296$, $X_s=0.181$ 인 경우의 등가 임피던스 제적이다. (한승엽 위원)

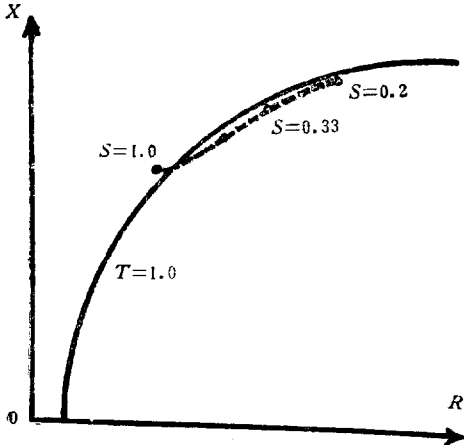


그림 3. 등가임피던스 제적(T=1.0)

그림 4는 이때의 기동토크 특성곡선이다.

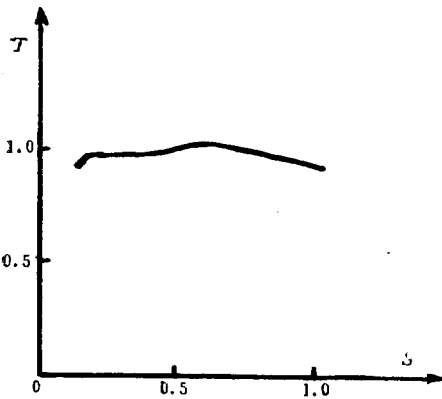


그림 4. 기동토크 특성(T=1.0)

7-2. 교통신호의 자동화

定方希夫: Automatic Control of Traffic Signal, (Instrument and Control Engineers, Vol. 8, pp. 23~28, 1969)

一定 시간동안 어느 지점에 있어서 통과한 차량의 수와 그 차량들의 속도를 검출하여 自動記錄하는 방식을 소개했다. 특히 속도와 교통량을 모두 펄스에 의거 해석했으며 아울러 신호의 自動制御에까지 電子計算機에 의한 系統제어를 F.V. Webster method에 의거 구체적으로 열거했다. 무엇보다도 중요한 것은 도로와 차량의 수 및 차량의 속도 등에 관한 모든 Information detection의 自動화問題를 선행조건으로 이 논문의 요

지를 삼고 있다.

(양홍석 위원)

7-3. 傾斜法에 의한 分布定數系의 最適制御

Optimal Control of a Class of Distributed-Parameter Systems using Gradient Methods
H.E. Lee & D.W.C. Shen, Proc. IEE, 116-7, 1237/1244 (1969)

一次線型 定常分布定數의 最適境界 操作設計問題에 관하여 실제적인 手法를 제공하고 있다. 2개의 傾斜法 즉 最大傾斜法과 共軛傾斜法の 算法에 관하여 기술하고 있다. 이것들의 방법을 특수한 一次熱傳導系에 관하여 적용하고 이 2개의 방법을 비교하였다. 그 결과 共軛傾斜法이 最大傾斜法 보다 計算時間이 짧고 反復數가 적고 最適操作函數의 近似度가 높다는 점을 지적하여 매우 우수하다는 것이 표시되어 있다. 특히 收斂性에 관하여는 共軛傾斜法에서는 有限數의 段階에서 收斂한다는 것이 이론적으로도 보증되고 계산결과에서도 이 성질을 명백히 표시하고 있다. (양홍석 위원)

7-4. 手動 トラッキング 系統의 應答特性 實時間 表示裝置

J. Nagumo, S. Sato & A. Noda; Real-Time Display System of Response Characteristics of Manual Tracking Systems (IEEE Tran. on Man-Machine Systems, Vol. MMMS-11, No. 4, December 1970, pp. 211~216)

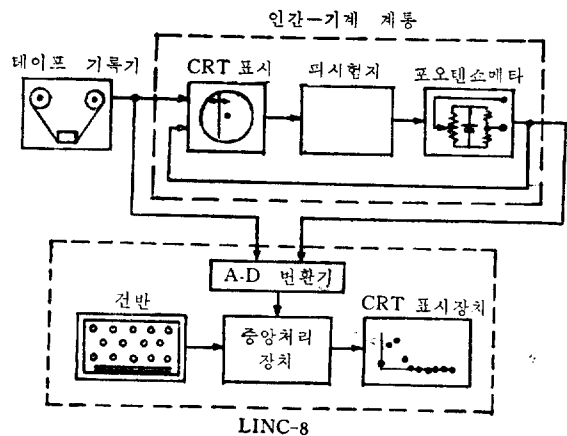


그림 1. 실험장치의 블럭線圖

이 논문은 應答特性이 시간에 따라 서서히 변화하는 手動 트래킹 系統의 同定(identification)에 응용할 수 있게 랜딩 入力信號로서 단시간내에 線型 系統을 同定시키는 새로운 방법을 제시한 것이다.

이 同定法을 사용하기 위해서 온·라인(on-line) 계산기를 포함한 表示裝置는 實時間내에 CRT 管上에 手動 트래킹 系統의 서서히 변화하는 應答特性을 나타내게 그림 1과 같이 실험장치를 구성하였다.

각종 트래킹 실험의 성능을 편리하게 조사하도록 이 장치를 사용하게 프로그램 시스템을 개발하였다.

끝으로 개발한 장치를 사용하여 간단한 追跡 트래킹 실험의 몇 가지 결과가 기술되어 있으며 트래킹 동작의 모오드(mode)를 논술하고 있다. (박상희 위원)

8-1. Laser-Photochromic Display 계통의 실험연구

G.G. Fuller: An Experimental Laser-Photochromic Display System. (Radio Electronic Engr., Vol-39, No. 3, pp.123~129 March, 1970)

본 논문은 real-time식 텔레비화상(畫像)과 photochromic film을 사용하여 축적화상을 얻을 수 있는 laser display에 관한 것이다.

성능이 불완전하였기 때문에 대략 1.5MHz 상당의 해상도(解像度)만을 얻어 내었다.

Luster의 위치에 photochromic film을 놓으면 photochromic 물질이 발광하여 film에 화상이 축적되며 일반적인 방식대로 이 상을 스크린에 투사할 수 있다.

그림 1에 도시된 바와 같이 lamp의 광이 photochromic 물질을 여기하지 않도록 OG2 filter를 삽입시켜 놓았기 때문에 스크린에는 밝은 오렌지색의 배경가운데에 검은 색깔의 화상이 나타난다.

Photochromic film의 실효적인 광학농도를 1로 하는데 필요한 입력에너지는 약 1 Joule/cm²이었다. 100W의 전구와 f₂의 집광렌즈(condenser lens)를 사용하여 50fL의 밝기를 갖는 75×90cm의 화상을 얻었다.

텔레비화상 1 frame을 완전히 묘사하는데에는 현재의 경우 수초나 걸리는데 이것은 laser 시스템의 전달 효율이 낮기 때문이다.

그러나 이 display를 이용하여 선이나 문자를 묘사할 경우에는 실효적인 스크린의 정보량이 10의 자승정도로 적게 되기 때문에 real time 식으로 동작시킬 수가 있다.

Laser의 출력이 현재로서는 제한되어 있는데다가 각종 변조기나 편향기 등을 포함한 광학계의 총합 전달 효율이 1~10% 정도로 낮기 때문에 laser 광을 직접

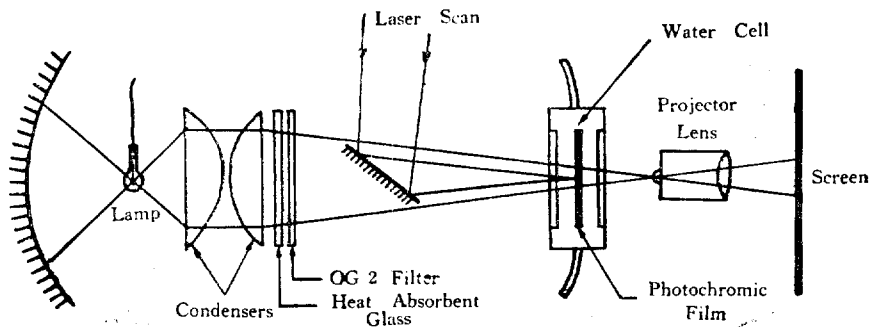


그림 1. Laser-photochromic display system의 구성도

Laser의 광원으로서는 치안화아미드 형태의 photochromic film을 여기(勵起) 하는데 적당한 발진파장(488mμ)을 갖는 Argon 이온 laser(출력 250mW)이다.

Laser의 광은 ADP의 전기광학효과를 이용한 변조기로 변조되며 중수(重水)를 사용하여 텔레비신회용으로 제작된 초음파 편향cell에 의하여 수평편향을 받으면서 거울을 붙인 1쌍의 진동자로 수직편향되어 3.0×2.5mm의 luster(발광부)를 형성한다. 이것을 렌즈로 스크린에 투사하던 real-time한 텔레비표준화면을 얻을 수가 있었으나 본 실험결과로서는 편향기의

스크린에 투사하는 방법은 밝은 화면을 얻어내는데에 부적당하다고 생각된다.

따라서 강력한 display의 개발을 위해서는 여기에서 기술한 바와 같은 광증폭시스템을 이용하는 것이 유리하다. (오명환 회원)

8-2. 광학기억장치의 장래

J.A. Rajchman: Promise of Optical Memories. (J. appl. phys., Vol. 41, No. 3, pp. 1376~1383 March, 1970)

현재 또는 가까운 장래에 실현 가능하다고 생각되는 기술을 종합하여 여러 형태의 광학기억장치를 제안하였다.

분할되어 있다. 각 페이지에 대한 access-time은 $100\mu S$ 이내이고 한 페이지내에서 필요한 정보에 access하는 시간은 $100nS$ 이내로 감소시킬 수 있다.

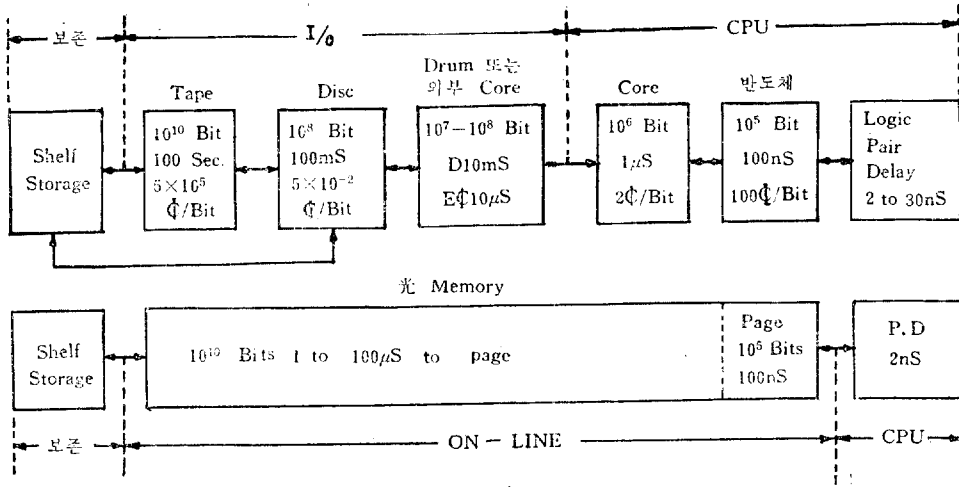


그림 1. Memory 계층의 비교

그림 1은 현재 사용되고 있는 전자계산기의 복잡한 기억계층과 이번에 새로이 제안한 광학기억계층과의 비교도이다.

현재 전자계산기에 적용되고 있는 기억계층은 다중 구성으로 되어 있는 까닭에 이들 사이에서의 정보교환에 많은 시간이 걸리며 또한 그 사용효율을 높이기 위해서는 정밀한 software를 필요로 하고 있다.

한편 광학기억의 경우에는 한개의 기억매체에 10^{10} bits를 기억시킬 수 있으며 이들 정보는 10^5 페이지에

그림 2는 광학기억에 관한 원리도이다. Laser 광원으로부터 나온 광은 readout mode와 read-in mode를 변환시킬 수 있는 편광회전을 통과하며 또다시 초음파-광편향기와 같은 전자식 편향기를 통하여 2개로 분할되고 그중 1개는 LATRIX (Light Accessible Transistor Matrix)라고 하는 기억매체위로 입사된다. 이때에 물론 입사각도는 access해야 할 위치에 따라서 적당히 조절된다.

LATRIX의 각 cell은 IC 기억장치의 각 flip-flop에

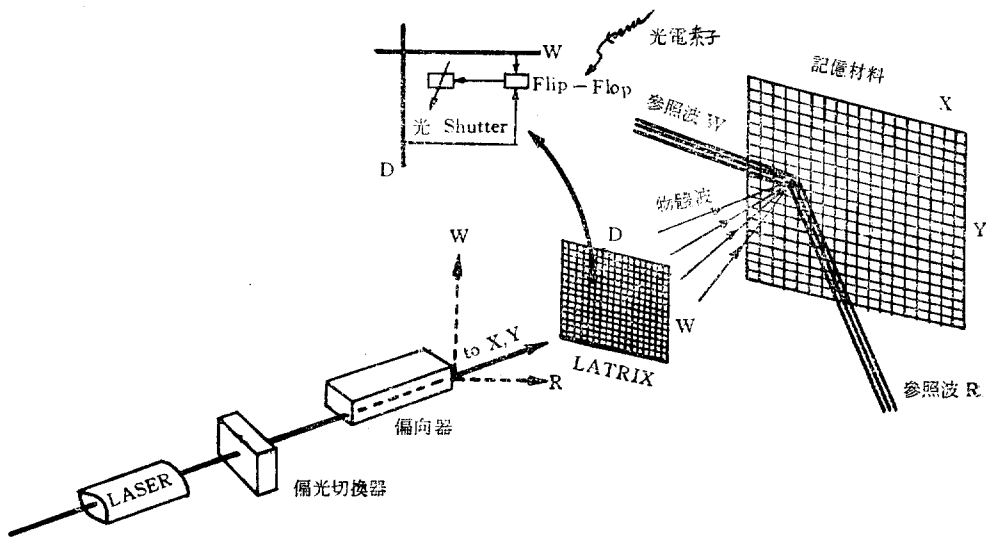


그림 2. 제안된 光 Memory의 원리도

light valve라고 불리워지는 광 shutter와 광 검출기가 결합된 것이라고 생각하면 알기 쉽다. 광 shutter는 flip-flop의 상태에 따라서 ON-OFF되며 flip-flop의 상태는 광 검출기로부터의 신호에 의하여 set 혹은 reset 된다.

LATRIX의 내부에 있는 각 flip-flop은 일반적인 IC 기억장치와 똑같이 전자적인 read-and-write를 행하며 이들은 CPU측에서 보아 내부 기억장치의 역할을 맡는 셈이다.

광편향기를 통하여 분리된 두개의 광속중 다른 하나는 별도의 경로를 통하여 기억매개체위의 access해야 할 위치에 직접 조사된다.

LATRIX에 도착된 광은 각 cell의 상태에 따라서 cell을 통과하거나 차단됨으로써 하나의 정보형태를 이룬다. 또한 절충한 read-and-write 지시광속과 동일한 access 위치를 조사하게 되므로 전자는 참조광(參照光: reference light)이라고 불리우며, 후자는 정보광(情報光: information light)이라고 불리운다. 이와 같이 동작시키던 기억매개체상에 광의 간섭효과를 이용한 Hologram의 기록이 가능하다.

Read-out시에는 이미 access되어 있는 위치를 그림 2에서의 같은 참조광 W 방향으로부터 조사하므로써 실상이 LATRIX의 광출기에 투영되도록 한 것이다.

Read-in의 기억내용을 대체시킬 수 있는 기억매개체로서는 여러가지가 있겠으나 그중 M_nB_i 자성막이 가장 가능성이 높다.

8-3. 자기광학과 레이저 및 기억계통

R.P. Hunt: Magentooptics, Laser, and Memory Systems. (IEEE Trans. MAG-5 No.5, pp. 700~716 Dec., 1969)

이 논문에서는 자기광학효과를 이용하여 이미 기억되었던 정보의 read-out을 행하는 기술과 laser beam의 열을 이용하여 새로운 정보의 read-in을 행하는 자기광학 기억계통의 기초기술 전반에 관하여 그 현황과 전망을 기술하였으며, 아울러 저자를 중심으로 한 연구진들이 최근에 수행한 연구상황을 토대로 하여 어느 정도 구체적인 기억계통이 현실적으로 사용 가능하게 되었다는 것을 결론짓고 있다.

즉 항자력(抗磁力)에서 온도의 준성이 매우 큰 C_o (P) 전착자성막(電着磁性膜)을 기억매개체로 하여 열처리에 의한 read-in 효과와 read-out 계통을 실용화하기 위한 여러가지의 방식이 상세히 기술되어 있다.

Laser의 잡음을 감소시키기 위해서 본 논문에서는 그림 1과 같이 광속(光束)을 검출단측에서 나누어서 차동검출을 행하였으니까 잡음의 제거상태를 표시하기 위하여 Spectrum-analyzer를 사용하였다.

또한 자성박막 면상의 잡음을 감소시키기 위하여 광학적인 공간 filter를 사용하는 방법과 진폭변조법 등에 관하여도 기술하고 있다. 그림 2는 진폭 변조법으

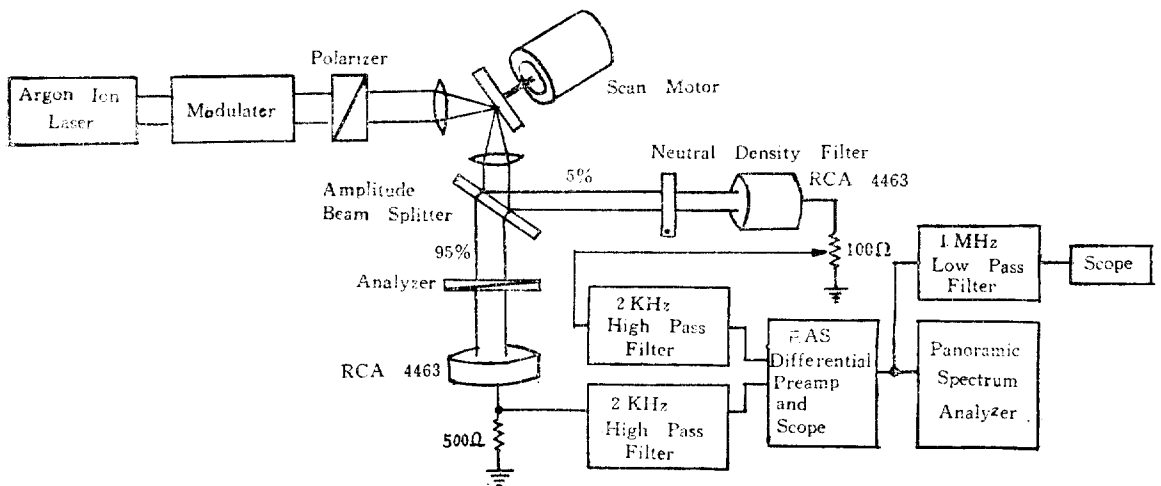


그림 1. Laser 잡음을 감소시키기 위한 평형차동 검출방식

물론 LATRIX의 설계 및 제작상 매우 곤란한 점들도 많이 남아 있으며, 더욱 더 검토되어야 한다.

(오명환 회원)

로 사용하고 있는 자성막의 구조를 표시한 것이다. 800\AA 두께의 $C_o(P)$ 기억막상에 300\AA 의 분리막과 200\AA 의 $C_o-F_e-N_i$ read-out막을 입혔으며, 결국, read-out

박막의 자화상태(기억내용)에 따라서 어느 변조주파수에서는 응답하고 다른 변조주파수에서는 응답하지 않

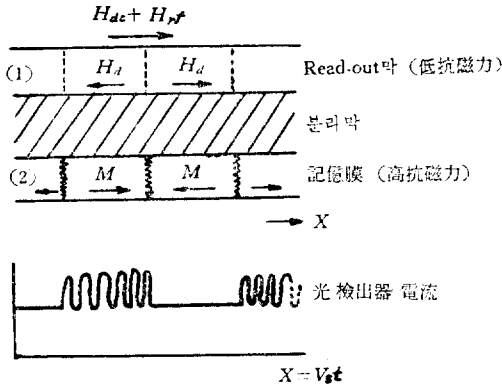


그림 2. 진폭변조를 위한 磁性膜과 檢出信號

는 것을 이용하여 신호를 검출하므로써 S/N (signal-to-noise ratio)를 향상시킬 수 있다.

(오명환 회원)

9-1. 動的 Micro processor의 System 설계

R.W. Cook and M.J. Flynn: System Design of a Dynamic Microprocessor (IEEE Trans., C-19, 3, pp.213~222. March 1970)

종래의 read 專用의 memory (ROM)을 사용한 靜的인 Micro program 대신에, write, read 가능한 memory를 사용한 動的인 Micro program에 대하여 그의 기본적인 구조와 Micro program 예를 論述하였다.

시스템은 16bit, 32語의 레지스터; 64 bit, 4k語의 Micro memory와 16 bit의 主記憶裝置의 3개 memory 階層을 소유하고 Micro memory는 主記憶의 10배 속도라 가정하여, 各 Micro cycle마다 한개의 Micro 명령이 실행된다. Micro 명령은 두개의 基本部分으로 분리되어 있어 한개는 레지스터 사이의 論理操作, 다른 하나는 Micro memory의 write/read를 制御한다.

이러한 動的인 Micro program을 사용한 몇 개의 적은 프로그래밍 例가 제시되어 있다. Micro memory에 read가 자유로히 실행될 수 있어서 靜的인 Micro program에 비하여 融通性 있는 것이 유리한 점이다. 또한 Microcommand의 해석을 바꾸는데 사용되는 set up resistor가 유효하다는 것을 설명하고 있다. (김기룡 회원)