

# HVDC 送電을 위한 새로운 集積變換 發電機 系統과 그 回轉子鐵心の 와전류

## A Novel Integrated Generator Converter System for HVDC and Eddy Current of its Solid Rotor Core

李 殷 雄\* · 金 中\*\* · 李 敏 明<sup>§</sup>  
(Eun-Woong Lee · Il-Jung Kim · Min-Myung Lee)

### 요 약

본 논문은 HVDC송전을 위한 새로운 집적변환기-발전기 시스템을 제안한 것이다. 그리고 새로 설계되는 동기발전기 권선이나 기존 동기발전기 권선에  $\nu$ 개의 Graetz브릿지를 연결한 시스템에 최소의 와류손이 발생함을 추적하기 위하여 2중 Fourier급수를 사용하여 회전자 철심내의 와전류에 대한 일반식을 해석하였다.

**Abstract-**This paper proposes a new invention of the integrated generator converter system for the HVDC transmission. And it analyses the general formula for eddy currents in the rotor iron using the double Fourier series in order to trace the smallest eddy current losses of the system which connects a new designed synchronous generator windings or conventional synchronous generator windings with the  $\nu$  Graetz bridges.

### 1. 序 論

AC送電方式보다 經濟的, 技術的으로 많은 利點이 있기 때문에 將來에 重要的 役割을 하리라고 믿어지는 DC送電方式<sup>1)</sup>은 그림1과 같은 HVDC發電機構로 되어 있다.

이 機構의 AC/DC 變換過程에서

1) DC側에 6高調波의 整数倍에 상당하는 스위칭 리플(switching ripples)이 存在하며

2) AC側에는 電流波形이 일그러져 高調波가 發生한다.

이러한 現象은 發電機에 심한 脈動 토오크를 일으키고 回轉子鐵心에는 와전류손을 發生시킨다. 그러므로 이러한 결함을 補完하기 위하여 DC側에는 6, 12 高調波 필터(filter)를 附着하고, AC側에는 3高調波로부터 13高調波까지의 奇數高調波 필터(filter)를 附着함으로써 高調波成分을 除去되나 이러한 장치로 인하여 AC/DC變換機構의 價格이 비싸게 된다.

따라서 본 研究의 2章에서는 高調波 필터를 모두 없애고도 DC側에  $6 \times \nu$ 高調波보다 작은 高調波成分을 除去되는 그림2와 같은 HVDC 發電機構를 提案하여 그 特徵을 檢討하고 3章에서는 이 機構의 問題點으로 判斷되는 發電機의 回轉子鐵心에 發生하

\*正 會 員: 忠南大 工大 電氣工學科 副教授 · 工博

\*\*正 會 員: 忠南大 工大 電氣工學科 助教

<sup>§</sup>正 會 員: 大田工業大學 電氣工學科 助教授

接受日字: 1987年 8月 28日

1次修正: 1888年 2月 11日

2次修正: 1988年 5月 20日

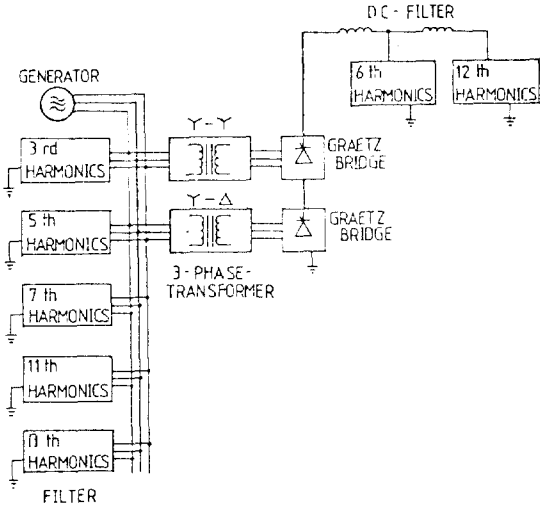


그림 1 실제의 AC/DC변환 기구.

Fig. 1 Schematic of AC/DC converter station in current practice.

는 와전류를 구하는 식을誘導하여 와전류를 最小化하는 資料를 얻었다.

## 2. 새로운 HVDC發電機構와 그의 特徵

새로 提案하는 機構는 發電機의 卷線을 再調整하여  $\nu \times 3$ 相으로 發電할 수 있게 하였으며 發電된 電壓을 昇壓하는  $\nu$ 개의 3相變壓器 그리고 昇壓된 AC 전력을  $\nu$ 셋트의 Graetz 브릿지를 通하여 DC電力으로 變換하는 그림2와 같은 것이다.

이 機構는 AC側에  $\nu \times 3$  상,  $6 \times \nu$  Pulse에 해당하는 높은 고조파 성분의 전류를 발생시킨다. 따라서 이 고조파 성분에 의한 전기자 기자력은 동기속도로 회전하고 있는 회전자철심에 와류를 발생하게 한다. 그러므로 Graetz브릿지 수를 증가시켜 와류손을 최소화할 수 있고 와류손을 최소화하므로써 이 와류와 공극자속에 의해 발생하는 脈動토크도 감소하게 된다.

### 2.1 $\nu \times 3$ 相 發電出力

그림1과 같은 既存  $2 \times 3$ 相 AC發電機構에서 Y-Y 變壓器群과 Y- $\Delta$  變壓器群 사이의 같은 相間的 相變位(phase shift)는  $30^\circ$ 의 電氣角을 가지며 每相當 發電 AC電壓의 크기는 發電機의 슬롯 각( $\theta_s$ )과 每相當 直列卷線수( $q_s$ )를 變數로 하는 分布係數가

$$k_a = \frac{\sin\{(q_s \times \theta_s)/2\}}{q_s \sin(\theta_s/2)} \quad (2-1)$$

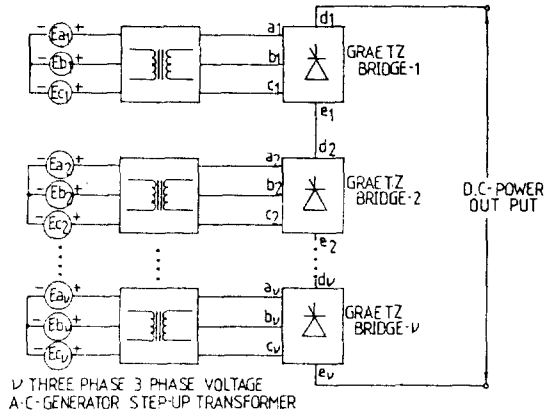


그림 2 세안된  $\nu$ 상 정류기구

Fig. 2 Schematic of invention  $\nu$  phase rectification system.

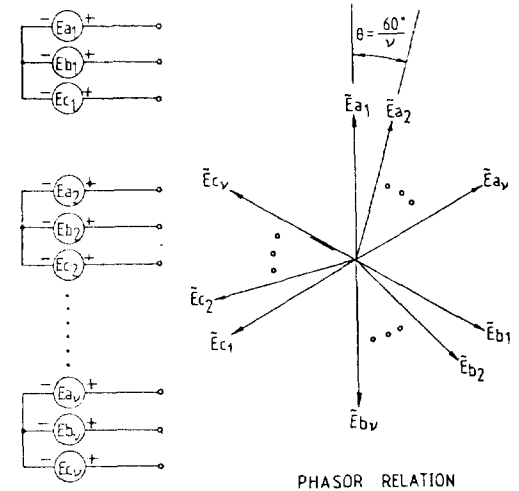


그림 3 평형  $\nu \times 3$ 상계를 이루는 AC발전기의 분포 권선연결.

Fig. 3 Connection of distributed winding of AC generator to form  $\nu \times 3$  phase balance system.

로 나타내질때 한 卷線의 發電電壓에  $q_s$  배한 크기의 스칼라 곱에 이 分布係數를 곱한 만큼 작아지는 벡터 sum이 된다.

그러므로 그림1은 벡터 sum의 AC電力을 整流裝置를 通하여 DC電力으로 變換하는 機構이다. 그러나 그림2와 같은 機構는 發電機의 結線을 調整하여 각 Graetz브릿지의 同 相電壓의 相變位가  $\theta = \frac{60}{\nu}^\circ$ 의 電氣角이 되며  $\nu \times 3$ 相이 되도록 卷線하고  $\nu$ 개의 3相變壓器와 Graetz브릿지를 연결하여 昇壓하고 整流하므로써 그림3과 같이 同時に 整流되는 各相의 D-

C電壓을 直列로 더하는 스칼라 승의 DC電壓을 얻을 수 있어 分布係數( $K_d$ )에 의한 출력감소는 일어나지 않는 利點이 있다.

2·2 高調波 除去 原理

6-pulse Graetz브릿지의 出力電壓은 DC成分과 60°주기의 高調波成分의 合成으로 된다. 따라서 현재 시행하고 있는 그림1과 같은 機構에서는 3相變壓器의 結線方法을 Y-Y, Y-△結線으로 하여 相差角을 30도로 하고 두 Graetz브릿지의 出力을 直列로 더하면(12-pulse 콘버터) 6高調波 成分은 除去되고 12高調波 成分이 가장 큰成分으로 殘留하게 된다.

그러나 새로 提案한 그림2와 같은 機構에서는  $\nu$ 개의 Graetz브릿지를 연결하였기 때문에 DC側에는 각 브릿지소자를 通하는 同 相間의 相差角이 그림3과 같이  $60^\circ/\nu$ 로되고 각 相電壓은 스칼라 승으로 되며  $\nu \times 6^{\text{th}}$ 高調波보다 낮은 次數의 高調波는 除去된다. 그러므로 高調波필터가 따로 필요없게 되어 機構 製作費가 省가로 된다. 또 AC側에도 각 相의 電流波形이  $\nu$ 의 크기에 따라  $\nu \times 6$ 高調波 成分만 존재하게 된다.

2·3 脈動 토크

Graetz브릿지 소자인 Thyristor의 作用은 항상 이느 순간에 3相중 2相만 도통되기 때문에 이 브릿지의 스위칭 作用은  $60^\circ/\nu$ 만큼씩 回轉子의 回轉方向으로 이동하고 이 이동 速度는 同期速度가 된다. 그리고 이 때의 固定子 電流는 계자 기자력 波形的  $1/6\nu$  주기에 해당하는 기자력을 發生한다. 그러므로 Graetz브릿지의 스위칭 作用으로 發生하는 固定子 電流에 의한 기자력은 同期速度의 기자력 축이동과  $1/6\nu$  주기의 發生電流로 同期速度로 회전하는 回轉子에 기준하면  $(6\nu+1)$ 의 高調波로 作用하여 回轉子표면에  $(6\nu+1)$  高調波의 와전류를 발생시키고 이로 인하여 脈動토크가 發生된다. 따라서 回轉子鐵心에 發生하는 와전류의 크기와 脈動토크의 크기는  $\nu$ 의 크기에 따라 감소하게 된다.

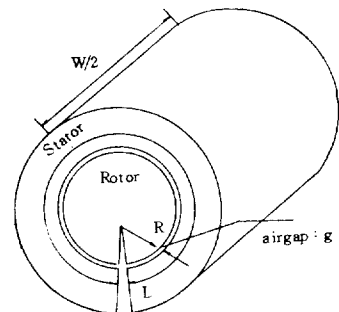
3. 回轉子鐵心の 와전류 解析

본 研究에서 사용한 解析方法은 2次元 전자계에 境界치를 고려하는 것을 基本으로 하였다. 이 技法은 본 研究者의 前研究<sup>1)</sup>에서 使用하였으며 L.I.M. 解析<sup>2)</sup>과 磁氣浮上解析<sup>3)</sup>에서도 適用되었다. 電氣機械의 幾何學的 構造와 卷線設計 解析에 많은 利點

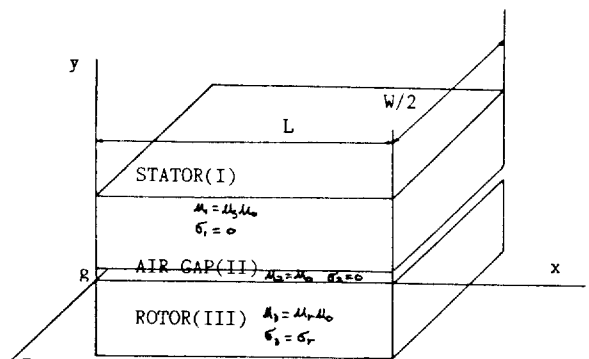
이 있는 2重 Fourier 級數를 基本函數로 하였기 때문에 直交特性을 充足하는 Parseval 定理로 와전류손을 計算하면 x, z축의 無限高調波의 次數 m, n 이 同次인 Fourier級數의 係數의 2重積으로 와전류손을 구할 수 있는 便利한 點이 있다. 그리고  $\nu$ 가 커짐에 따라 高調波 成分이 自乘法則으로 減小하게 되어 空隙을 가로질러 回轉子鐵心에 와전류를 發生시키기가 더욱 어려워진다. 이 研究에서는 圓筒 回轉子가 一定한 同期速度  $V_{\text{syn}}$ 로 回轉하고 있고 계자卷線이 閉回路이며 制動卷線이 없다고 假定한다.

3·1 圓筒座標系를 직교座標系로 變換

圓筒座標系에서 자기확산방정식(magnetic diffusion equation)을 푸는 어려움을 피하기 위하여 그림4(a)와 같은 發電機를 그림4(b)처럼 展開한 것으로 假定하였다.



(a) STRUCTURES OF GENERATOR IN CYLINDRICAL COORDINATES



(b) STRUCTURES DEVELOPED INTO X-Y-Z CARTECIAN COORDINATES

그림 4 발전기 모델

Fig. 4 Model of generator.

그리고 2重 Fourier級수를 基本函數로 하기 위해 그림5처럼 直四角形  $L \times W$ 로 構成한다. 實際 同期發電機는 2極일때 0.5W의 z축 方向의 Active영역 길이와 回轉子의 원통돌레에 對應하는 L의 x축 方向 길이로 나타내지며 x, z축의 各 方向으로 無限 台數의 發電機가 直結된 것으로 假定하는 數學的 概念을 얻기 위함이다. 그러므로 2極 發電機의 瓦전류 계산은  $L \times 0.5W$ 가 基本이 된다.

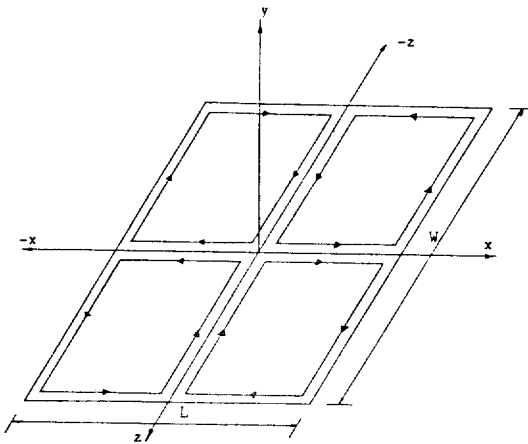


그림 5  $i_a$ 전류가 흐르는 1회권인 고정자권선에 2重 Fourier급수를 적용하는 직사각형 모델.

Fig. 5 Double Fourier series base rectangle with model of a basis stator winding considering of 1 turn carrying current  $i_a$ .

3·2 固定子 기자력을 發生시키는 電流密度

參考文獻(4)에서 開發한 方法을 다시 適用한다면 그림5에서 固定子의 여자는  $x=0, x=\pm 0.5L$ 과  $z=0, z=\pm 0.5W$ 에 위치한 直四角形 卷線을 통해 흐르는  $i_a$ [A]의 電流로 이루어진다.  $y=g$ 인 固定子 表面의 電流密度  $\vec{K}_{a1}$ 는 그림5의 3,4상한에 있는 2卷線에 正 sequence의 單位電流가 흐른다면 2重 Fourier級수를 基本函數로하는 解析을 適用하여 다음과 같은 2重無限級수를 얻는다.

$$\vec{K}_{a1} = \sum_{m,n=odd} \frac{4N_{a1}}{LW} j \left( \frac{u_x}{\alpha} - \frac{u_z}{r} \right) \exp j(\alpha x + rz) \quad (3-1)$$

$$\alpha = \frac{2\pi m}{L} \quad (3-2)$$

$$r = \frac{2\pi n}{W} \quad (3-3)$$

식(3-1)에서 m은 x방향 고정자차수, n은 z방향 고정자차수이며 이때  $u_x, u_z$ 는 方向單位 벡터이다.  $N_{a1}$ 은 한 卷線當 導體數이고 기준권선에  $i_a = I \sin$

$\omega_m t$ 의 전류가 흐르며 每相當 k個의 卷線이 直列로 연결되어 있고 슬롯 피치  $\bar{X}$ , 相間거리  $\bar{X}(=L/3)$ , 相間的 位相差는  $\frac{2}{3}\pi$ 의 電氣角을 갖는 3相에 重疊의 原理를 適用한 固定子電流 密度의 合成 ( $\vec{K}_s$ )은

$$\vec{K}_s = \sum_{m,n=odd} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2N_{a1}}{LW} D_m \bar{M}_1 \left( -\frac{u_x}{\alpha} + \frac{u_z}{r} \right) \exp j(\alpha x - \omega_m t + \gamma z) \quad (3-4)$$

로 된다. 여기서  $\omega_m = \frac{4\pi f_m}{P}$ ,  $m=6\nu+1$ 이고,  $f_m$ 은 동기주파수,  $\omega_m$ 은 동기각속도, P는 극수이다

$$\bar{M}_1 = \left[ 1 - \exp \left\{ -j \frac{2}{3} \pi (m-1) \right\} + \exp \left\{ -j \frac{4}{3} \pi (m-1) \right\} \right] \quad (3-5)$$

$$D_m = \sum_{k=1}^{\infty} \exp \left\{ -j \alpha (k-1) \bar{x} \right\} \quad (3-6)$$

Graetz브릿지의 스위칭 作用으로 發生하는 자기 誘導은 回轉子와 同方向으로 同期速度 ( $V_{sy}$ )로 回轉하며  $\nu$ 셋트의 Graetz브릿지에 의해  $(6\nu+1)$ 을 基本으로 하는 函數  $\exp j(\alpha x - \omega_m t + \gamma z)$ 의 高調波 成分으로 여겨 된다.

3·3  $\vec{H}$ -界方程式

그림4(b)와 같은 모델에서 導電度( $\sigma_s$ )를 0보 볼 수 있는 電氣銅板을 成層한 固定子領域(I)과 空腔領域(II)에서는 Maxwell전자方程式의 準安定近以값(Quasi-static approximation)이 Laplacian( $\nabla^2 \vec{H} = 0$ )을 滿足시키는 해를 要求한다. 따라서

$$\vec{H}' = \text{Re} \sum_{m,n=odd} \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ P_{mn}^I \exp \left\{ j(\alpha x - \omega_m t + \gamma z) - \beta y \right\} + Q_{mn}^I \exp \left\{ j(\alpha x - \omega_m t + \gamma z) - \beta y \right\} \right\} \quad (3-7)$$

로 나타내지며

$$\beta^2 = \alpha^2 + \gamma^2 \quad (3-8)$$

로 되고 添字 I는 領域 I, II를 나타낸다.

그리고  $P_{mn}^I, Q_{mn}^I$ 는 境界條件으로 풀리는 4개의 複素數未係數로  $y=+\infty$ 에서는  $\vec{H}' = 0$ 이 되어야 하므로  $Q_{mn}^I = 0$ 이 된다. 空腔時變자계 中에서 回轉하는 回轉子는 쐐기(wedge)와 齒(teeth)가 組合된 材質로 構成되어 있기 때문에 回轉子鐵心 表面의 비투 자율( $\mu_r$ )과 導電度( $\sigma_r$ )는 平均值로 略算하여 同質材로 취급하였다. 이 回轉子 領域(III)에서 풀어야 하는 Bullard 方程式<sup>8)</sup>은

$$\nabla^2 \vec{H}^{III} + \sigma_r \mu_r \mu_0 \{ \nabla \times (\vec{v}_{sy} \times \vec{H}^{III}) \} = \sigma_r \mu_r \mu_0 \frac{\partial \vec{H}^{III}}{\partial t} \quad (3-9)$$

로 된다. 이 方程式에서 假想解의 各成分은 實數만  
을 고려하게 되고

$$H_x^{\text{III}} = \dots \frac{sY_{mn} + jZ_{mn}}{j\alpha} \exp\{j(\alpha x - \omega_m t + \gamma z) + \text{sy}\} \quad (3-10)$$

$$H_y^{\text{III}} = Y_{mn} \exp\{j(\alpha x - \omega_m t + \gamma z) + \text{sy}\} \quad (3-11)$$

$$H_z^{\text{III}} = Z_{mn} \exp\{j(\alpha x - \omega_m t + \gamma z) + \text{sy}\} \quad (3-12)$$

로 예측된다. 여기서  $Y_{mn}, Z_{mn}$ 은 複素數未係數이고  
이 때의 자기擴散(Dispersion) 方程式 S는

$$S \pm \{ \alpha^2 + \gamma^2 - j\alpha \sigma_r \mu_r \mu_0 \left( \frac{\omega_m}{\alpha} - V_{sy} \right) \}^{1/2} \quad (3-13)$$

이다.

### 3·4 回轉子鐵心の 와전류

時變電界가 없는 領域(III)의  $\vec{J}_r = \nabla \times \vec{H}^{\text{III}}$  관계에서

$$\begin{aligned} \vec{J}_r = & [u_x(sZ_{mn} - j\gamma Y_{mn}) + u_y\{-sY_{mn} + j\gamma Z_{mn}\} \frac{\gamma}{\alpha} \\ & - j\alpha Z_{mn} + u_z\{j\alpha Y_{mn} + \frac{sY_{mn} + j\gamma Z_{mn}}{j\alpha} s\} \exp \\ & \{j(\alpha x - \omega_m t + \gamma z) + \text{sy}\} \end{aligned} \quad (3-14)$$

을 얻을 수 있다. 이 식(3-14)에서  $u_y$ 는 y 방향의  
단위벡터이고  $y = R$ 인 回轉子 中心에서는 자계가  
 $\vec{H}^{\text{III}} = 0$  이므로  $y = \infty$ 로 假想할 수 있어 식(3-13)  
에서  $s > 0$ 의 경우만 存在하게 된다. 그리고  $y=0$   
에서는 回轉子電流의 y축 成分이  $J_y = 0$ 을 滿足하  
는 未係數의 관계는

$$Y_{mn} = -j \frac{\alpha^2 + \gamma^2}{\gamma s} Z_{mn} \quad (3-15)$$

이 成立한다. 그리고  $y=0$ 에서  $J_y = 0, \nabla \times \vec{H}^{\text{III}} = \vec{J}_r$   
의 관계에서  $\frac{\partial H_x^{\text{III}}}{\partial z} = \frac{\partial H_y^{\text{III}}}{\partial x}$ 가 成立하므로 식(3-12)는

$$H_x^{\text{III}} = \frac{\alpha}{\gamma} Z_{mn} \exp\{j(\alpha x - \omega_m t + \gamma z) + \text{sy}\} \quad (3-16)$$

을 얻을 수 있다.

또 식(3-15)와  $z=0, z=\pm W/2$ 의 z축 端部에서  
 $J_z = 0$ 임을 考慮하면 回轉子電流의 x, z成分은

$$J_x = \sum_{m, n = \text{odds}} -\frac{s^2 - \alpha^2 - \gamma^2}{s} Z_{mn} \exp\{j(\alpha x - \omega_m t + \gamma z) + \text{sy}\} \quad (3-17)$$

$$+ \text{sy}\} \quad (3-17)$$

$$J_z = \sum_{m, n = \text{odds}} -\frac{\alpha}{\gamma} \frac{s^2 - \alpha^2 - \gamma^2}{s} Z_{mn} \exp\{j(\alpha x - \omega_m t + \gamma z) + \text{sy}\} \quad (3-18)$$

로 얻어진다. 따라서 回轉子鐵心の 와전류는 다음  
식(3-19)와 같다.

$$\vec{J}_r = \text{Re} \{ u_x J_x + u_z J_z \} \quad (3-19)$$

### 3·5 各領域의 境界條件과 複素數未係數

$y=g$ 인 固定子(I)와 空隙(II)의 境界에서 자속의  
연속성은

$$H_y^{\text{I}} = \frac{1}{\mu_s} H_y^{\text{II}} \quad (3-20)$$

을 要求하고,  $\vec{H}$ -界의 接線境界條件은

$$u_y(H^{\text{I}} - H^{\text{II}}) = \vec{K}_s \quad (3-21)$$

이 成立한다.  $y=0$ 인 空隙(II)과 回轉子(III)의 境界  
에서도 마찬가지로

$$H_y^{\text{II}} = \mu_r H_y^{\text{III}} \quad (3-22)$$

$$H_x^{\text{II}} = H_x^{\text{III}} \quad (3-23)$$

의 境界條件이 成立한다. 따라서 해석모델로 使用한  
參考文獻(9)에서 同期發電機의 各領域의 物理的 特  
性を 拔萃하여 整理하면 表-1과 같다

따라서  $y=g$ 에서 식(3-4), (3-7)과 境界조건식(3-  
20), (3-21)로부터 식(3-24), (3-25)를 얻을 수  
있고  $y=0$ 에서 식(3-7), (3-19)와 境界조건식(3-  
22), (3-23)으로부터 식(3-26), (3-27)을 얻을  
수 있게 된다.

$$\begin{aligned} (P_{mn}^{\text{I}} - P_{mn}^{\text{II}}) \exp(-\beta g) - Q_{mn}^{\text{II}} \exp(\beta g) \\ = -\text{Re} \sum_{m, n = \text{odds}} \frac{2N_{a1} I}{LW} D_m \bar{M}_1 \end{aligned} \quad (3-24)$$

$$j \frac{\beta}{\alpha} \left\{ \left( P_{mn}^{\text{I}} - \frac{1}{\mu_s} P_{mn}^{\text{II}} \right) \exp(-\beta g) - \frac{1}{\mu_s} Q_{mn}^{\text{II}} \exp(\beta g) \right\} = 0 \quad (3-25)$$

$$P_{mn}^{\text{II}} + Q_{mn}^{\text{II}} - \frac{\alpha}{\gamma} Z_{mn} = 0 \quad (3-26)$$

$$j \frac{\beta}{\alpha} \left( P_{mn}^{\text{II}} - Q_{mn}^{\text{II}} \right) + j \mu_r \frac{\alpha^2 + \gamma^2}{\gamma s} Z_{mn} = 0 \quad (3-27)$$

표 1 各領域의 特性

Table 1 Multi region characteristics.

Region	Description	Permeability	Conductivity
I	Stator	$\mu_1 = \mu_s, \mu_0 = 5000\mu_0$	$\sigma_1 = 0$
II	Airgap	$\mu_2 = \mu_0$	$\sigma_2 = 0$
III	Rotor	$\mu_3 = \mu_r \mu_0 = 40.3\mu_0$	$\sigma_3 = \sigma_r = 1.6 \times 10^6 \text{ s/m}$

위 4개의 聯立線形代數方程式(Simultaneous - linear algebraic equation)을 풀면 各  $m, n$ 에 대한 4개의 複素數未係數  $P_{mn}^I, P_{mn}^{II}, Q_{mn}, Z_{mn}$ 을 구할 수 있다.

3·6 回轉子鐵心の 와전류손 계산

理論解析에 使用한 모델인 그림4(b)의 發電機回轉子鐵心の 와류손은 Fourier 級數의 주기를 積分領域으로하여 구한 값의 1/2에 해당하며 2重 Fourier 級數 成分間의 直交特性을 基本으로 하는 Parseval 定理가 適用되어 쉽게 구할 수 있다.

$$P_l = \text{Re} \sum_{m, n} \sum_{\alpha, \beta, \gamma, \delta} \frac{1}{2} \int_{-R}^R \int_{-W/2}^{W/2} \int_{-L/2}^{L/2} \frac{J_r^2}{\sigma_r} dx dz dy \quad (3-28)$$

4. 解析結課 分析

$\nu$ 셋트의 Graetz브릿지를 연결하였을때  $x, z$ 축 方向의  $m, n$ 高調波次數는  $(6\nu+1)$ 이고 이로 인한 와류는 回轉子 表面에 式(3-19)처럼 發生하여 式(3-28)과 같은 와류손을 일으킨다.

만약 既存 同期發電機를 再卷線하여 앞에서 提案한 HVDC發電機構를 構成하는 경우는 그 發電機의 슬롯 數에 따라서 附着可能한 Graetz브릿지의 數가 表2와 같이 定해진다.

4·1 提案된 HVDC發電機의 電壓上昇

새로 提案된 發電機를 既存 同期發電機로 構成하여 電壓이 上昇함을 실험하기 위하여 그림 6과 같은 實驗裝置를 構成했다. 그림 6에서 發電機는 既存 회전계자형 4極 固定子 슬롯54인 同期電動機를 해제한 후 1.5[mm] 銅線을 使用하여 9미2層卷으로 再卷線함으로써 Graetz 브릿지의 연결에 따라 3相과 6相 發電이 可能케 하였다.

Graetz브릿지를 構成하고 있는 SCR은 600[V]/30[A](C6035H)을 使用했으며 逆回復 期間의 逆電流가 燒滅할때  $di/dt$ 로 인한 강한 스라이크電壓을 抑制하여 SCR을 보호하기 위한 스너버 回路를 각 SCR에 並列로 附着하였다. 또한 位相制御 回路에서는 各 브릿지의 入力中 한 線間電壓을 基準相으로 同期시켰으며 6개의 出力 펄스는 SCR을 點호하기

표 2 기준 발전기의 슬롯수에 따른 상수

Table 2 Relation of the slot number and phase number for conventional generator.

Number of slots	Number of phase	Number of pulse bridge	Number of connecting coil side	Slot angle	Switching angle
24	3	6	4	15	60
	6	12	2		30
	12	24	1		15
36	3	6	6	10	60
	6	12	3		30
	9	18	2		20
	12	24	1		10
48	3	6	8	7.5	60
	6	12	4		30
	12	24	2		15
	24	48	1		7.5
60	3	6	10	6	60
	6	12	5		30
	15	30	2		12
	30	60	1		6
72	3	6	12	5	60
	6	12	6		30
	9	18	4		20
	12	24	3		15
	18	36	2		10
	36	72	1		5

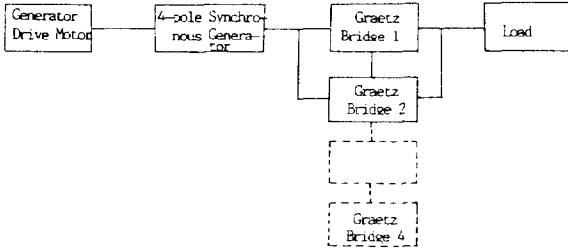


그림 6 실험장치 구성.

Fig. 6 Construction of testing facilities.

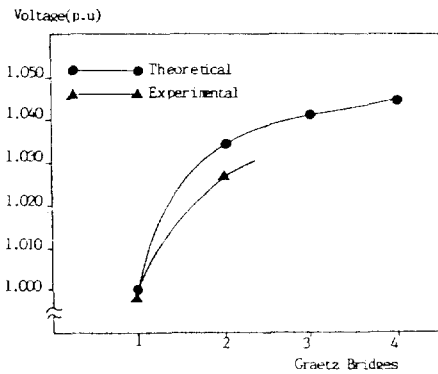


그림 7 브릿지수와 전압상승을 곡선.

Fig. 7 Bridge - voltage curve.

전 펄스증폭회로로 絶縁된다.

브릿지의 出力端에 一定 電燈負荷 220[V]/200[W] 白熱電球 20個를 使用하였다.

既存同期發電機 卷線을 再調整하여 48슬롯數에서 이 연구에서 제안한 直流發電機構의 構成이 可能한 (表2참조) 相數인 3,6相으로 發電하여 Graetz 브릿지 數에 따라 同一入力에서 DC出力으로 變換된 出力電壓을 測定하고 Graetz브릿지 1個일때를 基準으로 한 比較값을 얻었다. 이와같이 하여 얻은 實驗값과 式(2-1)을 電算處理하여 얻은 理論값을 나타낸 것이 그림7이다. 이 그림에서 實驗값과 理論값의 上昇추세가 一致함은 理論의 妥當性을 입증하는 것이 된다.

#### 4.2 와전류의 理論的 計算

4.1節에서 構成한 電壓上昇 實驗裝置 中 同期發電機는 仕様이 분명치 않은 同期電動機를 同期發電機로 改造하였기 때문에 와류해석에 대한 精確한 理論值를 얻을 수 없어 實驗값과 比較가 不可能하였다. 그러므로 제반仕樣을 精確히 알 수 있는 參考文獻(9)의 터보-發電機의 仕様중 附錄을 3章에

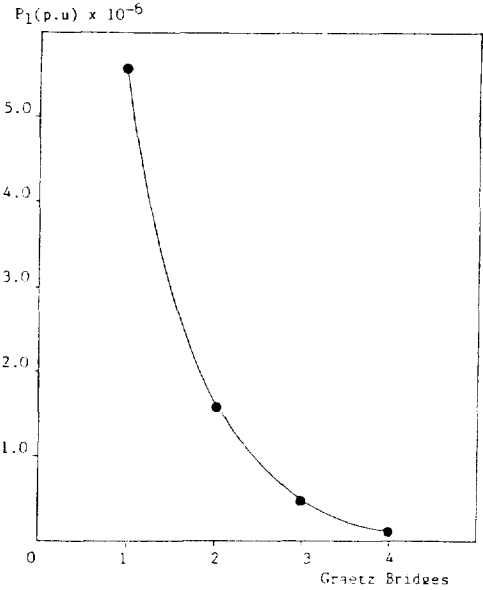


그림 8 브릿지수와 와전류손 곡선.

Fig. 8 Bridge - eddy current loss curve.

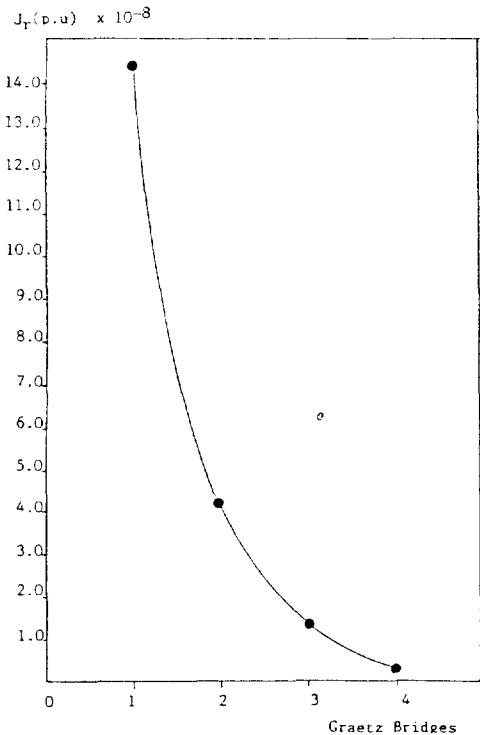


그림 9 브릿지수와 와전류 곡선.

Fig. 9 Bridge - eddy current curve.

서 전개한 理論式(3-19), (3-28)에 代入하여 電算處理한 結果를 分析함으로써 그림8, 그림9를 얻었는데 이 두 그림에서 브릿지수의 증가에 따라 와류손이 현저히 적어짐을 알 수 있다.

5. 結 論

HVDC送電을 위한 系統에서 發電機에 集積變換器를 附着하여 보다 높은 直流電壓을 얻을 수 있는 새로운 發電機構를 提案하였으며 2重 Fourier級數를 基本으로 發電機回轉子에 發生하는 와류와 와류손을 算出할 수 있는 一般式을 導出하였다. 이 理論式에서 集積變換器의 數에 따라 와류손을 最小化할 수 있음을 밝혔다.

그리고 既存 同期發電機로 이 發電機構를 構成하는 경우 슬롯數에 따라 연결할 수 있는 集積變換器數가 制限됨도 밝혔다.

참 고 문 헌

- 1) E.Kimbark, "Direct Current Transmission vol. I", Wiley Interscience, 1971
- 2) J.Arrillage, "High Voltage Direct Current Transmission", Peter Peregrinus Ltd, 1983
- 3) 李承院, 李允鍾, "電氣機器", 文運堂, pp167-170, 1976
- 4) 李殷雄, "誘導發電 狀態에 있는 同期發電機 回轉子の 와전류", 大韓電氣學會誌, vol. 36, No. 2, pp. 88-98, 1987
- 5) K.Oberretl, "Three Dimensional Analysis of the Linear Motor taking into Account Edge Effects and Distribution of the Winding", Archiv. fur Elektrotechnik, vol. 55, No. 4, 1975

- 6) B.T. Ooi, A.R.Easthan, "Transverse Edge Effects of Sheet Guide ways in Magnetic Levitation", IEEE Trans. on Power Apparatus and System, vol. PAS-94, No. 1, pp. 72-80, 1975
- 7) B.T.Ooi, M.H.Banaker, "Thick Rectangular Guideway Interaction in Electrodynamic Repulsive Levitation systems", IEEE Trans. on Power Apparatus and System, vol. PAS-102, No. 2, pp 2758-2764, 1983
- 8) H.H.Woodson, J.R. Melcher, "Electromechanical Dynamics II", John Wiley & Sons, pp. 335-370, 1968
- 9) V.P. Anempoditor, E.G.Kasharskii, I.D. Urusov, "Problems in the Design and Development of 750 MVA Turbogenerator", MacMillan Co.,(New York), 1963

<부 록>

SPECIFICATION OF EXPERIMENTAL GENERATOR STATOR DIMENSION

STACK LENGTH	6350[mm]
INSIDE DIAMETER	1550[mm]
NUMBER OF SLOTS	54
NUMBER OF BAR PER SLOT	2

ROTOR DIMENSION

DIAMETER OF BODY	1250[mm]
AIRGAP	150[mm]
NUMBER OF REVOLUTION	1800[rpm]
NUMBER OF POLES	4
LENGTH OF ROTOR CIRCLE	2πR[mm]
SYNCHRONOUS FREQUENCY	60[Hz]