

Multi-Objective Optimization of High Efficiency Dual Stator SPMSM Considering Shaft Voltage

Jin-Ho Choi, Cheon-Ho Song, Young-Jae Kang, Jae-Hyeon Kim, and Myung-Seop Lim*

Department of Automotive Engineering (Automotive-Computer Convergence), Hanyang University, Seoul 04763, South Korea

(Received 6 April 2026, Received in final form 26 May 2026, Accepted 26 May 2026)

Electric propulsion applications require high power density, high efficiency, and high reliability. The dual stator surface permanent magnet synchronous motor provides outstanding performance for these systems. Despite these electromagnetic advantages the mechanical lifespan of the motor is threatened by bearing faults caused by inverter induced shaft voltage. The shaft voltage is generated by common mode voltage from pulse width modulation inverters and parasitic capacitances within the motor. While previous studies focused on reducing shaft voltage through control algorithms or analyzing parasitic capacitances, research on simultaneously improving motor performance and reducing shaft voltage is insufficient. This paper presents a multi objective optimal design for the dual stator surface permanent magnet synchronous motor to simultaneously achieve shaft voltage reduction and driving efficiency improvement. The proposed method calculates efficiency at the operating point and analyzes the shaft voltage characteristics. By applying a multi objective optimization algorithm, an optimal motor model is derived that improves efficiency and minimizes the shaft voltage compared to the initial model. This approach provides a comprehensive design basis for securing both the electromagnetic performance and mechanical reliability of dual stator motors.

Keywords : dual stator surface permanent magnet synchronous motor, efficiency, multi-objective optimization, shaft voltage

축전압을 고려한 고효율 이중 고정자 SPMSM 다목적 최적 설계

최진호 · 송천호 · 강영재 · 김재현 · 임명섭*

한양대학교 미래자동차공학과(미래자동차-SW융합전공), 서울시 왕십리로, 222, 04763

(2026년 4월 6일 받음, 2026년 5월 26일 최종수정본 받음, 2026년 5월 26일 게재확정)

전기 추진 어플리케이션은 높은 전력 밀도와 고효율성 그리고 기계적 신뢰성을 동시에 요구한다. 이중 고정자 표면 부착형 영구자석 동기 모터는 이러한 요구 조건을 만족하는 우수한 성능을 제공하나 인버터 구동 환경에서 발생하는 축전압으로 인해 베어링 고장이 유발될 수 있다. 축전압은 인버터의 공통 모드 전압과 모터 내부의 기생 정전용량에 의해 형성된다. 기존 연구들은 제어 기법을 통해 축전압을 저감하거나 기생 정전용량을 분석하는 데 집중하였으며 모터의 성능을 동시에 고려한 설계 연구는 진행되지 않았다. 따라서 본 논문에서는 이중 고정자 표면 부착형 영구자석 동기 모터를 대상으로 축전압 저감과 구동 효율 향상을 동시에 달성하는 다목적 최적 설계를 제안한다. 목표 동작점에서의 효율 산정 기법과 축전압 도출 기법을 연계하여 모터 특성을 분석하였다. 이를 바탕으로 다목적 최적화 알고리즘을 적용하여 기존 모델 대비 효율을 개선하고 축전압을 저감한 최적 모델을 도출하였다. 본 연구는 이중 고정자 모터의 전자기적 성능과 기계적 신뢰성을 동시에 확보하기 위한 설계 기반을 제공한다.

주제어 : 이중 고정자 표면 부착형 영구자석 동기모터, 효율, 다목적 최적화, 축전압

I. 서 론

최근 UAM, eVTOL과 같은 어플리케이션에서의 제한된 패키지 내에서 높은 전력 밀도와, 저소음·진동, 그리고 고효율

성을 동시에 요구하고 있다[1]. 해당 어플리케이션에 적합한 모터로 기존 단일 고정자 SPMSM 대비 뛰어난 성능을 보이는 모터의 필요성이 대두되고 있다. 이에 따라 등장한 이중 고정자 SPMSM은 기존 단일 고정자 SPMSM과 비교했을

때, 별도 회전자 요크가 없고 내·외측 공극이 2개인 구조로 인해 출력 밀도를 높여 더 경량화가 가능하다. 또한, 두 고정자의 상대 위치에 따른 위상 조절이 가능해 토크 리플 저감을 통한 소음과 진동 저감이 가능할 뿐 아니라, 두 고정자 권선 세트가 기계·전기·자기적으로 분리되어 있어 한 세트가 고장나더라도 다른 세트 성능 저하를 최소화할 수 있다는 특징을 가진다[2].

그러나 신뢰성 확보를 위해서는 권선 세트 고장 이외에도 고려해야 할 요소가 존재한다. 그 중 가장 큰 비중을 차지하는 요소는 베어링 고장이다. 특히 전체 모터 고장의 40~70%가 베어링에서 발생하며, 그중 약 1/4 정도는 베어링 전류에 의한 전기적 침식(electrical erosion)이 원인으로 보고될 만큼, 인버터 구동 환경에서의 베어링 전기 손상 문제는 모터 수명을 좌우하는 핵심 요인으로 인식되고 있다[3].

PWM(Pulse-Width-Modulation) 인버터는 스위칭에 따라 고주파 공통 모드 전압(CMV)을 필연적으로 발생시키며, 이 공통 모드 전압은 권선·고정자, 고정자·회전자, 권선·회전자 사이의 기생 정전용량을 통해 회전자 축에 전달되어 축전압(shaft voltage)을 형성한다. 일반적으로 용량성 변위전류(capacitive displacement current)는 항상 존재하지만, 그 크기가 매우 작아 베어링 손상의 주요 위험 요소로 간주되지는 않는다[4]. 즉, 정상적인 용량성 모드에서 베어링은 큰 등가 저항과 수백 pF~수십 nF 수준의 정전용량을 갖는 커패시터처럼 동작하며, 이때 흐르는 변위전류는 전자파 간섭이나 누설전류 측면에는 영향을 미치지만 윤활막을 직접적으로 파괴할 만큼의 에너지를 제공하지 못한다. 그러나 축전압이 윤활막의 절연 한계(약 10~15 V/ μm)를 초과하면 그리스 막이 국부적으로 전기적 파괴를 일으키고, 베어링은 순간적으로 도전성 모드로 전이되어 m Ω 수준의 저항을 통해 큰 펄스 전류가 흐른다. 이와 같은 순간 방전 전류를 EDM(Electrical Discharge Machining) 전류라고 하며, ns~ μs 단위로 짧지만

반복적으로 발생하면서 그리스 열화, 피팅(pitting) 등 표면 손상을 유발하여 베어링 수명 단축, 소음 및 진동 증가, 나아가 시스템 신뢰성 저하를 초래한다[5].

해당 문제를 해결하기 위해, 축전압을 줄이려는 연구들이 수행되어 왔다. 예를 들어, 인버터 측면에서는 공통 모드 전압을 상쇄하는 PWM 전략이나, 듀얼 3상 모터에 캐리어 위상을 180° 시프트 하는 기법 등을 통해 CMV 및 축전압을 제거하는 방법이 제안되었으나, 이는 제어 알고리즘 및 구동 회로 복잡도 증가라는 한계를 가진다[6,7]. 또한, PMSM의 기하학적 파라미터를 이용해 기생 정전용량을 모델링하는 연구가 보고된 바 있다[8]. 이와 같이 기존의 축전압 저감 기법들은 주로 인버터의 복잡한 제어 알고리즘이나 추가적인 구동 회로에 의존하여 시스템 전체의 부하를 가중시키는 한계를 보였다. 정전용량 모델링에 관한 선행 연구들 역시 개별 성분의 수식적 산출에만 집중하였을 뿐 전동기의 주요 설계 변수가 효율과 축전압에 미치는 유기적인 상관관계를 최적화 관점에서 다룬 사례는 미비하다. 본 논문은 이 중 고정자 구조의 특성을 반영한 기생 정전용량 해석 모델을 최적화 알고리즘과 결합함으로써 제어단의 복잡성 없이 설계 초기 단계에서 고효율과 축전압 저감을 통한 베어링 신뢰성을 동시에 확보할 수 있는 통합 설계 방법론을 제시한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 연구 대상인 14극 12슬롯 이중 고정자 모터의 기본 구조를 분석하고 선행 연구에서 도출된 기생 정전용량 기반의 축전압 등가회로 및 예측 모델을 간략히 제시한다. 3장에서는 모터의 전기적 특성을 기반으로 목표 동작점에서의 손실을 분석하고 구동 효율을 산출하는 기법을 서술한다. 4장에서는 앞서 구축한 축전압 모델과 효율 산출 기법을 연계하여 다목적 최적화 알고리즘을 적용하고 도출된 최적 모델과 초기 모델의 성능을 비교 검증하며, 제5장에서 결론을 제시한다.

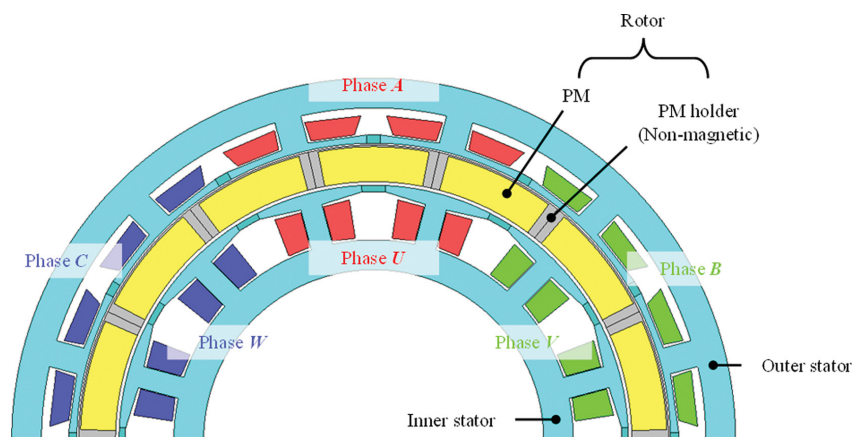


Fig. 1. (Color online) 14P12S dual stator SPMSM topology.

II. 이중 고정자 SPMSM 축전압

이중 고정자 표면 부착형 영구자석 동기 모터는 별도의 회전자 요크 없이 외측 및 내측 고정자 사이에 단일 회전자가

위치하는 구조를 가진다. Fig. 1은 해당 연구에서 다룰 14극 12슬롯 이중 고정자 SPMSM의 형상을, Table I은 사양을 나타낸다. 해당 모터는 두 개의 독립적인 인버터를 사용하여 각각 외측 및 내측 고정자 권선을 구동하는 전기적으로 분리된

Table I. Base model specification.

Classification	item	unit	Value
Power specifications	DC voltage	V_{DC}	500
	Rated phase current	A_{rms}	12
	Current density	A/mm^2	8.91
Motor performance	Max power	kW	15
	Rated speed	rpm	2600
	Pole / slot	-	14 / 12
Geometry	Outer stator outer radius	mm	204.4
	Inner stator outer radius	mm	143.8
	Rotor outer radius	mm	166.6
	Rotor inner radius	mm	145.8
	Stack length	mm	48.6
	Stator (Outer/Inner)		27PNX1350F
Material	PM	-	N42SH
	Number of parallel circuits	-	1
Winding	Number of series turns per phase	-	160
	Fill factor (Outer/Inner)	%	37.0 / 38.5
	Phase resistance (Outer/Inner)	Ω	0.35 / 0.47

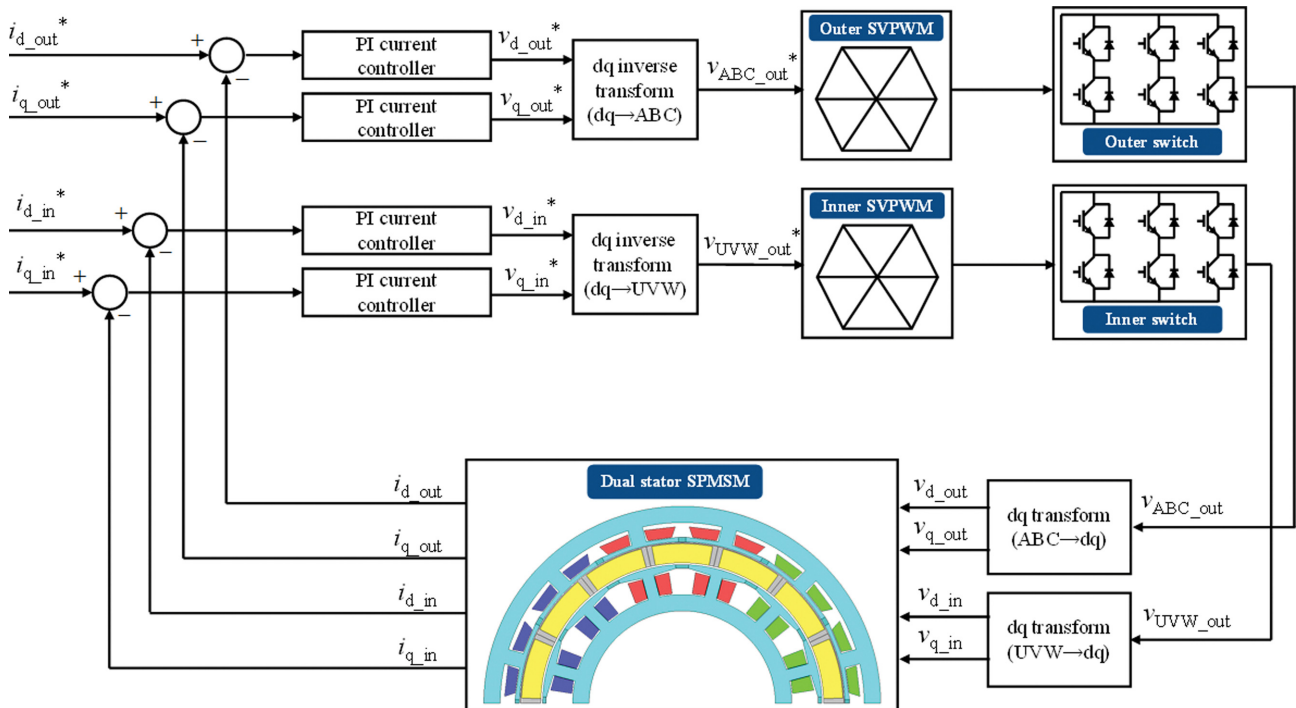


Fig. 2. (Color online) Dual stator SPMSM inverter-motor simulation.

시스템으로 운용된다.

이러한 인버터 구동 환경에서는 스위칭 동작에 의해 고주파 공통 모드 전압이 발생한다. 모터 내부의 중성점 전압은 해당 공통 모드 전압에서 상전압의 평균인 영상분 전압을 차감하여 도출된다. 이렇게 발생한 중성점 전압은 모터 내부의 기생 정전용량과 결합하여 회전자 축에 축전압을 유도하는 주된 원인이 된다. 이를 구하기 위해선 Fig. 2와 같은 인버터-모터 시뮬레이션이 필요하다. 해당 시스템은 전류 지령 기반으로 그에 필요한 전압을 각 세트의 인버터에서 외측, 내측 고정자에 각각 인가하고, 그에 따라 모터에 인가되고 있는 전류를 피드백 받는 구조로 구성된다.

기생 정전용량은 권선과 고정자 그리고 고정자와 회전자 등 각 도체 사이의 기하학적 형상 및 매질의 유전율을 바탕으로 수식적으로 모델링 된다. 본 연구에서는 기생 정전용량 분포를 집중 정수 회로망으로 구성하고 앞서 도출한 외측 및 내측 고정자의 중성점 전압을 인가하는 등가회로 모델을 활용하여 축전압 파형 및 축전압 피크 값을 정량적으로 산출한다. Fig. 3은 이중 고정자 SPMSM의 축전압을 구하기 위한 정전용량 등가회로를 나타낸 것이다. C_{wr} 는 권선과 회전자 사이, C_{ww} 는 권선과 권선 사이, C_{ws} 는 권선과 고정자 사이, C_{sr} 는 고정자와 회전자 사이, 그리고 C_b 는 베어링 기생 정전용량을 의미한다. 해당 기생 정전용량 모델은 복잡한 고정자 및 회전자 형상을 평행판 및 원통형 축전기로 단순화한 기하학적 근사 수식을 기반으로 도출된다.

본 논문의 독자적인 이해를 돕기 위해 선행 연구 기반 축전압 모델의 핵심 전제 조건을 요약하면, 제안된 모델은 전동기 설계 단계에서 구조적 파라미터의 영향을 신속하게 평가하기 위해 슬롯 오프닝과 엔드 와인딩 등 복잡한 내부 형상을 동심 원통 및 평행 평판 구조로 단순화하여 각 정전용량 성분을 기하학적으로 근사화하였다. 또한 모터가 일정한 속도로 회전하여 베어링 내부에 온전한 유체 윤활막이 형성

되고 베어링이 완전한 전기적 개방 상태의 커패시터로 동작하는 정상 운전 조건을 가정한다. 따라서 운전 속도 및 부하에 따른 윤활막의 동적 변화나 임계 전압 초과로 인한 베어링 절연 파괴 및 기계적 단락 현상은 본 모델의 적용 범위에 포함되지 않는다.

III. 이중 고정자 SPMSM 효율

효율, 전압 등 이중 고정자 SPMSM의 특성을 분석하기 위해서는 특성들을 구하기 위한 파라미터인 인덕턴스 및 쇄교자속 성분과 회전자 속도에 따른 철손 성분이 있어야 한다. 부하 조건마다 철심의 자속 밀도 분포가 바뀌어 해당 성분들이 달라지게 되므로, 부하별 인덕턴스 및 철손 값을 도출하여야 한다. 구한 파라미터들을 바탕으로 이중 고정자 SPMSM의 전압 방정식을 풀어, 제어 방식에 맞게 특정 운전점에서의 부하를 결정하고 이 때의 효율을 구한다.

1. 이중 고정자 SPMSM 인덕턴스

본 논문에서는 인버터-모터 시뮬레이션에서 필요한 전기적 한주기에 대한 고조파가 포함된 인덕턴스의 파형을 구하기 위해 Frozen permeability method 방식으로 인덕턴스 성분 분석을 진행하였다.

Fig. 4는 Frozen permeability method가 진행되는 흐름을 보여준다. 전류에 의한 인덕턴스 성분과 영구자석에 의한 쇄교자속 두 성분을 각각 구한다. 고조파가 포함된 상 인덕턴스를 추출하기 위해 특정 부하에 대한 해석을 진행한 뒤, 철심 투자율을 고정시킨다. 그 후, 해당 철심 투자율을 가진 상태에서 자석의 보자력을 0인 물질로 설정해주고 각 상 권선에 1A를 인

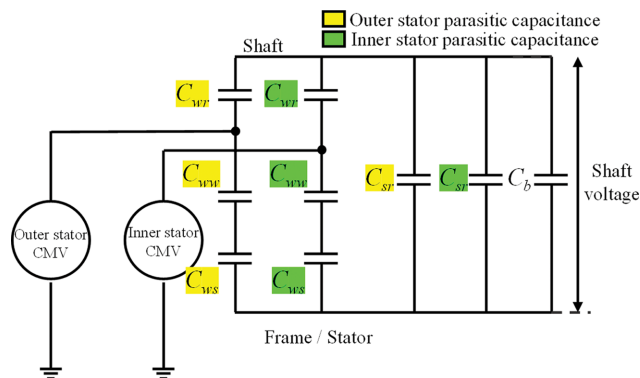


Fig. 3. (Color online) Parasitic capacitances equivalent circuit of dual stator SPMSM.

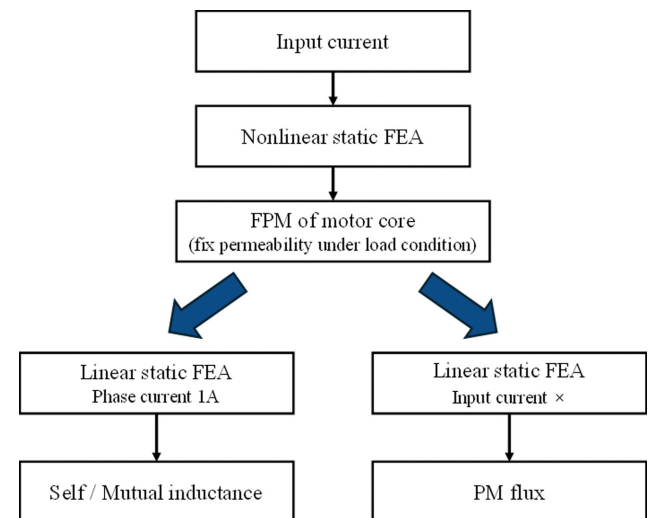


Fig. 4. (Color online) Frozen permeability method.

가하면 단위 전류당 쇄교자속인 인덕턴스가 추출된다[9]. 계자 자속의 경우는 철심 투자율을 고정시킨 상태에서, 자석은 그대로 두고 부하 전류를 인가하지 않으면 구할 수 있다.

2. 이중 고정자 SPMSM 철손

분석해야 할 2가지 파라미터 중, 본 절에서는 회전자 운전 속도에 따른 철손 성분의 정량적 산출 기법을 제시한다. 부하가 같으면 모터 철심의 포화도는 동일하다. 이 때, 회전 속도에 따라 주파수 성분이 달라지므로, 속도에 따른 철손 성분을 분석해야 여러 운전점에서의 철손 성분을 계산할 수 있다. 철손 분석 프로세스는 Fig. 5와 같이 진행된다.

우선, 전류와 위상각을 인가하여 2D finite-element analysis (FEA)를 진행한다. FEA 해석으로 나온 고정자와 회전자 요소 별 방사 방향과 접선 방향 자속밀도 정보, 요소의 면적, 그리고 적층 길이 정보를 추출한다. 그 후, 방향 별 자속밀도를 고속 푸리에 변환을 활용하여 고조파 분석을 진행한 뒤, 같은 고조파 성분의 값들을 이용해 고조파 차수 별 자속밀도의 크기를 구한다. 고조파 별 자속밀도의 크기 정보와 해당 철심 재질의 철손 밀도 테이블을 활용하여 요소 별 철손 밀도를 구한 뒤, 앞에서 추출한 요소의 면적과 적층 길이로 요소 별 부피를 구해 철손 밀도에 부피를 곱하여 속도 별로 철손을 계산한다.

3. 이중 고정자 SPMSM dq축 등가회로

이중 고정자 표면 부착형 영구자석 동기 모터는 두 세트의 3상 권선이 존재하므로 dq축 등가회로가 외측, 내측 고정자에 대해 각각 존재한다. 외측, 내측 고정자 각각의 등가회로는 고정자 간 공간적 위상차를 주지 않은 경우는 동일하므로, 변환 행렬을 양측 권선 세트에 공통으로 적용하여 좌표 변환을 수행하여 얻은 전압 방정식을 바탕으로 구할 수 있다. 이 때 변환 행렬을 적용하여 도출된 외측 및 내측 고정자의 전압 방정식 상세 유도 과정은 저자의 선행 연구를 참조한다.

$$\begin{aligned} v_{d_out} &= R_d i_{d_out} - \omega \phi_{q_out} \\ v_{q_out} &= R_q i_{q_out} + \omega \phi_{d_out} \\ v_{d_in} &= R_d i_{d_in} - \omega \phi_{q_in} \\ v_{q_in} &= R_q i_{q_in} + \omega \phi_{d_in} \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{d_out} \\ \phi_{q_out} \\ \phi_{d_in} \\ \phi_{q_in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{d_out} & L_{q_out_q_out} & L_{d_out_n_out} & M_{d_out_d_in} & M_{d_out_q_in} & M_{d_out_n_in} \\ L_{q_out_d_out} & L_{q_out} & L_{q_out_n_out} & M_{q_out_d_in} & M_{q_out_q_in} & M_{q_out_n_in} \\ L_{d_in_d_out} & L_{d_in_q_out} & L_{d_in_n_out} & M_{d_in_d_in} & M_{d_in_q_in} & M_{d_in_n_in} \\ M_{d_in_d_out} & M_{d_in_q_out} & M_{d_in_n_out} & L_{d_in} & L_{q_in_q_in} & L_{q_in_n_in} \\ M_{q_in_d_out} & M_{q_in_q_out} & M_{q_in_n_out} & L_{q_in_d_in} & L_{q_in} & L_{q_in_n_in} \\ M_{n_in_d_out} & M_{n_in_q_out} & M_{n_in_n_out} & L_{n_in_d_in} & L_{n_in_q_in} & L_{n_in} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d_out} \\ i_{q_out} \\ i_{d_in} \\ i_{q_in} \\ i_{n_in} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_{PM_d_out} \\ \phi_{PM_q_out} \\ \phi_{PM_d_in} \\ \phi_{PM_q_in} \end{bmatrix} \quad (2)$$

식(1), (2)를 통해 Fig. 6과 같이 외측 고정자와 내측 고정자 각각에 대한 동기 좌표계 등가회로가 독립적으로 구성된다. Fig. 6에서 각 전류 성분은 모터의 특성을 반영하여 정의

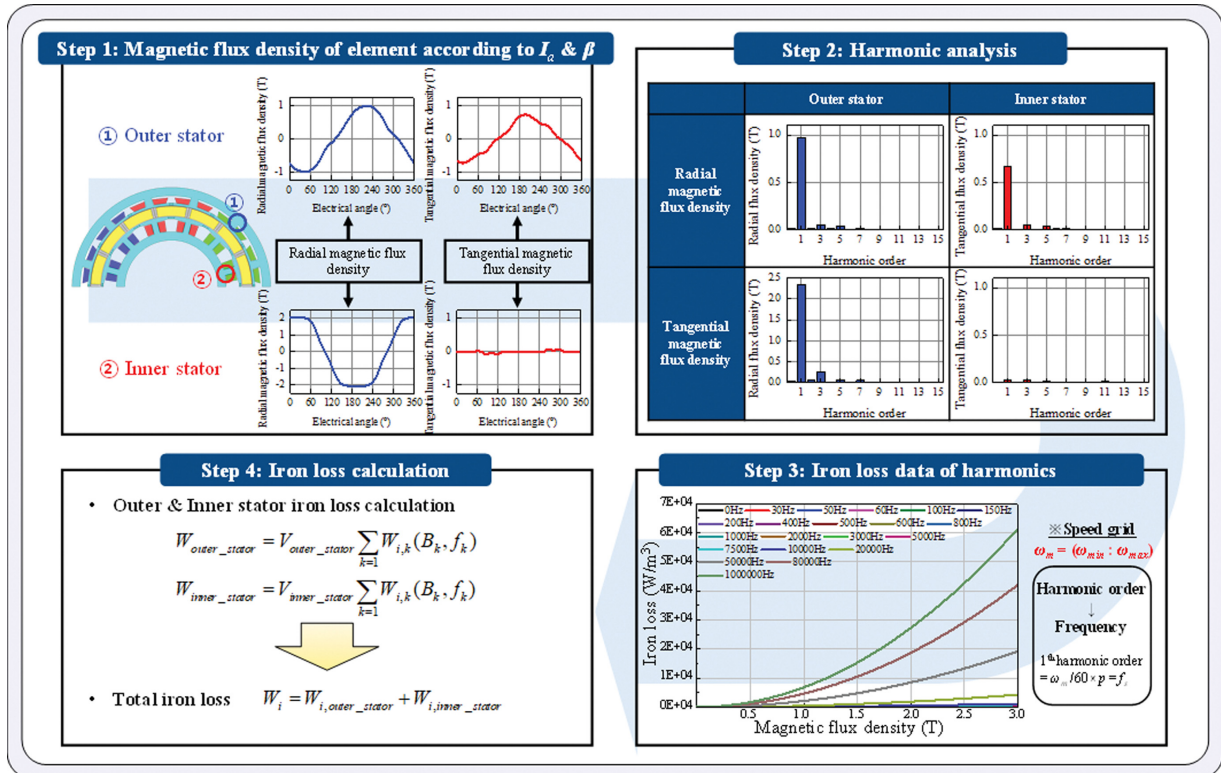


Fig. 5. (Color online) Iron loss calculation process.

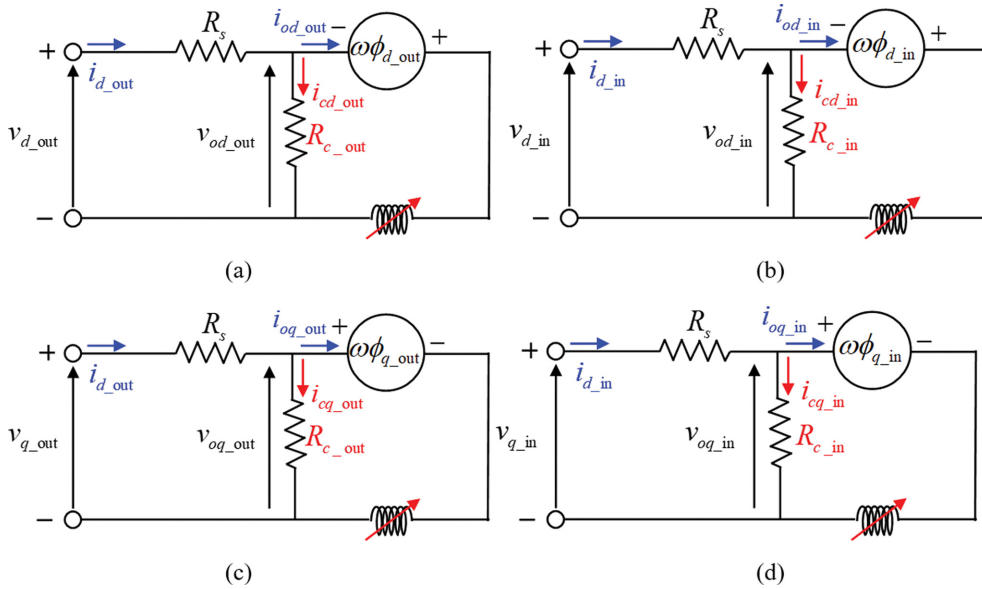


Fig. 6. (Color online) dq equivalent circuit of outer and inner stator (a) outer stator d -axis, (b) outer stator q -axis, (c) inner stator d -axis, (d) inner stator q -axis.

된다. i_{od} 및 i_{oq} 성분은 출력에 기여하는 유기 전압 생성분 전류이며 i_{cd} 및 i_{cq} 성분은 앞서 도출한 철손을 모의하기 위한 등가 전류이다. 최종적으로 i_d 및 i_q 성분은 철손 발생을 고려하여 모터에 인가되어야 하는 총 입력 전류를 의미한다.

4. 이중 고정자 SPMSM 토크

dq 축에서 출력 P 는 식(1)의 관계식을 활용하여, 식(3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P = v_{od_out} i_{od_out} + v_{oq_out} i_{oq_out} + v_{od_in} i_{od_in} + v_{oq_in} i_{oq_in} \\ = -\omega \Psi_{q_out} i_{od_out} + \omega \Psi_{d_out} i_{oq_out} - \omega \Psi_{q_in} i_{od_in} + \omega \Psi_{d_in} i_{oq_in} \quad (3)$$

출력 P 는 토크 T 와 기계 각속도 ω_m 의 곱으로 나타낼 수 있다. 따라서, 식(3)을 활용하면 식(4)와 같이 토크를 구할 수 있다.

$$T = \frac{3}{2} \frac{P}{\omega_m} = \frac{3}{2} pp \frac{P}{\omega} \\ = \frac{3}{2} pp (\Psi_{d_out} i_{oq_out} - \Psi_{q_out} i_{od_out} + \Psi_{d_in} i_{oq_in} - \Psi_{q_in} i_{od_in}) \quad (4)$$

식(2)를 활용하면, 자속을 인덕턴스 및 전류로 성분을 나누어 식을 표현할 수 있다.

5. 이중 고정자 SPMSM 효율

이중 고정자 SPMSM의 효율을 구하기 위해서는 모터 운전점에서의 부하에 대한 정보가 필요하다. 모터의 제어 방식에 따라 모터에 인가되는 부하가 달라지기 때문에, 모터의 제

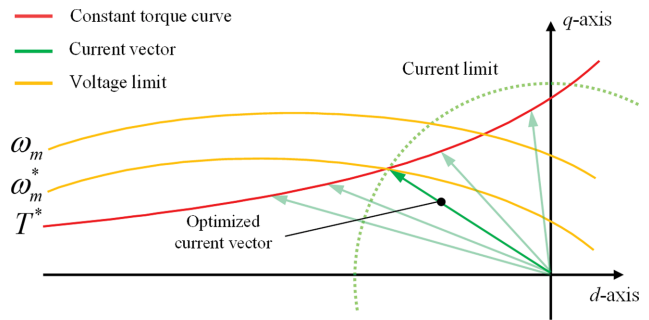


Fig. 7. (Color online) Maximum torque per ampere (MTPA).

어 방식을 결정한다. 모터의 제어 방식에는 최대 토크/전류 제어인 MTPA(Maximum Torque Per Ampere), 최대 효율 제어인 MTPL(Maximum Torque Per Loss), 역률 1 제어 등 여러 제어 방식이 있다. 해당 연구에서는 최대 토크/전류 제어 기법을 적용하였다.

Fig. 7은 최대 토크/전류 제어의 원리를 나타낸 그림이다. 식 (2), (4)를 활용하면 토크 방정식을 계자 자속, 인덕턴스 그리고 dq 축 전류에 대한 수식으로 나타낼 수 있고, 이를 d, q 축 좌표계에 나타내면 Fig. 7의 T^* 과 같이 곡선이 그려진다. 여기서 인가 전류는 식(5)로 표현되며, i_d, i_q 는 각각 d, q 축 전류, I_a 는 인가되는 총 전류이다. 이는 그래프에서 원 형태로 나타난다. 최대 토크/전류 제어는 해당 그래프에서 원점으로부터의 거리가 최단인 되는 정 토크 곡선상의 점, 즉 발생 토크가 최대가 되는 정 전류원상의 점을 선정하는 제어를 의미한다.

$$I_a = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (5)$$

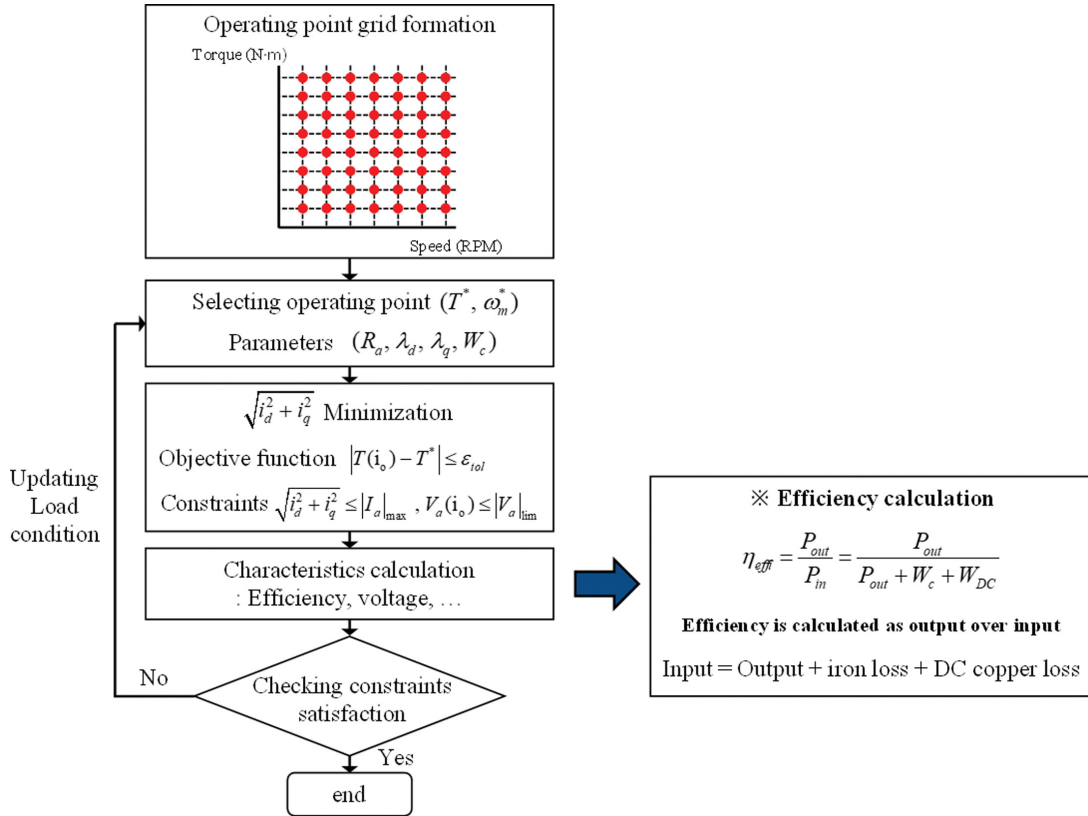


Fig. 8. (Color online) Process of calculating characteristics of dual stator SPMSM.

최대 토크/전류 제어 방식일 때, 모터의 특정 운전점에서의 부하 정보를 구하는 방식은 Fig. 8과 같이 진행된다. 우선 모터 부하 정보 산출을 위한 운전점 격자를 구성해야 한다. 여기서 운전점이란, 특정 토크 및 회전 속도를 가지는 지점을 의미한다. 운전점에 따라 모터에 인가되는 전류의 크기와 위상이 달라지며 이에 따라 모터의 효율 또한 달라지게 되므로, 여러 운전점에 분석하여야 한다. 따라서, 토크와 회전 속도 격자를 형성해 주어야 한다. 그 후, 토크와 회전 속도가 결정되면 앞서 구한 파라미터들을 사용해 최대 토크/전류 제어 방식에 따라 전류 제한, 전압 제한을 만족시키며 해당 토크를 낼 수 있는 부하 정보, 즉 전류의 크기 및 위상각에 대한 정보를 구한다. 해당 부하 정보를 통해 Fig. 8과 같이 출력과 손실들을 모두 더한 입력 대비 출력으로 효율을 구할 수 있다.

IV. 이중 고정자 SPMSM 다목적 최적화

1. 최적화 정식화

Fig. 9는 효율 산정 기법과 축전압 예측 모델을 연계한 다목적 최적화 프레임워크의 순서도를 나타내며 설계 변수 선정부터 대체 모델 생성 및 알고리즘 적용에 이르는 일련의 과정을 포함한다. 우선, 목표 부하 조건 및 제약 사항을 수립

하는 최적화 정식화 단계를 수행한 후, 설계 변수를 설정한 뒤, 설계 변수들의 조합들로 이뤄진 실험점들을 추출하고, 해당 실험점들로 대체 모델을 생성한다. 마지막으로, 해당 대체 모델에서 최적화를 수행하여 얻은 결과를 실제 시뮬레이션을 통해 얻은 결과와 비교함으로써 최적 모델을 도출하게 된다.

가장 먼저 진행되는 최적화 정식화 단계에서는 최적화를 진행할 목적함수를 정의하고, 이중 고정자 SPMSM 사양에 맞게 제한 조건을 정의하여 최적화 결과가 정해진 사양 내에서 진행될 수 있도록 한다. 또한, 최적화 진행 시 고려할 특이 사항이 있다면, 해당 내용을 반영하여 최적화를 진행한다. 해당 논문에서는 1,000 rpm, 20 N·m의 부하점에서 최적화를 진행한다. 다목적 최적화를 다루므로 목적함수가 효율과 축전압 최댓값이다. 효율은 최대화, 축전압 최댓값은 최소로 하여 목적함수를 설정한다. 제한 조건으로 전류 밀도와 전압을 두어 최적화 결과가 해당 제한 조건을 넘지 않도록 한다. 특이 사항으로는 권선의 턴 수는 고정하되, 권선 영역의 면적에 따라서 저항이 증가 및 감소하도록 한다.

$$R_a = \rho \frac{l}{A} \quad (6)$$

여기서 R_a 는 DC 저항, ρ 는 비저항, A 는 도체 단면적, 그

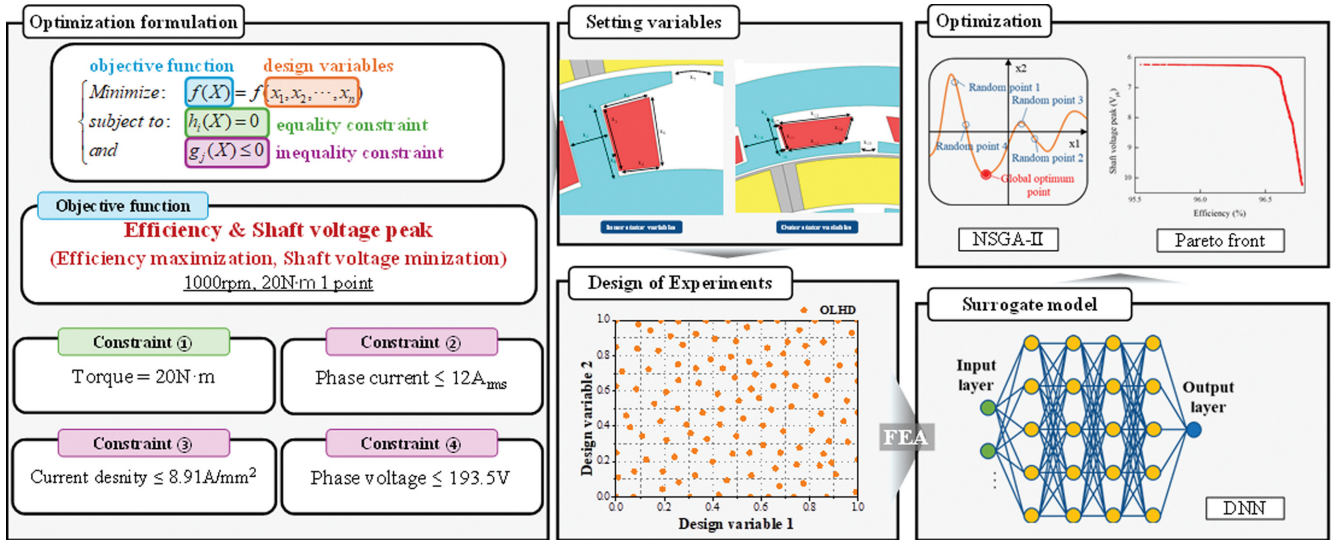


Fig. 9. (Color online) Overall optimization process.

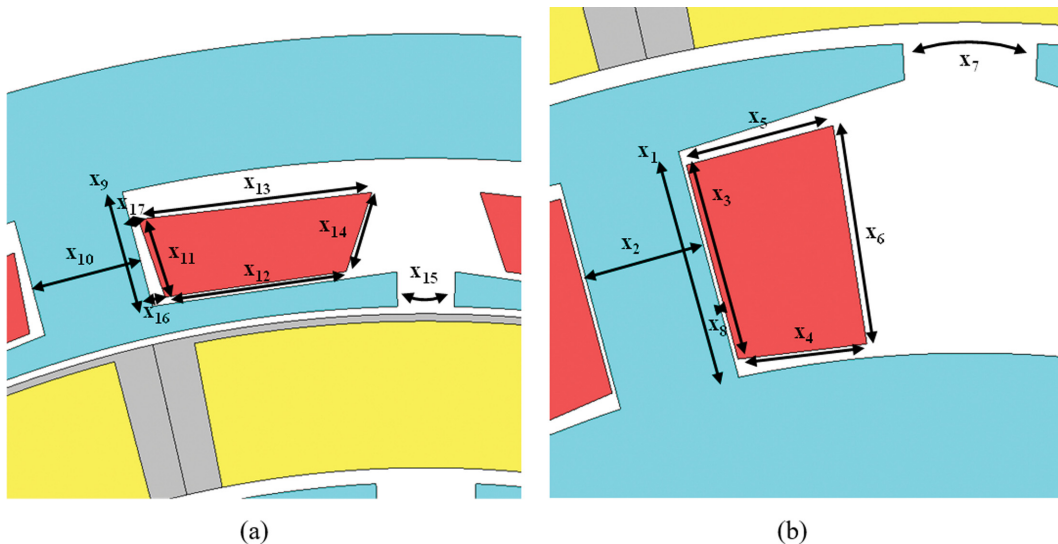


Fig. 10. (Color online) Design variables (a) outer stator, (b) inner stator.

리고 l 은 도체의 길이이다. 저항 산정은 식(6)과 같은 관계식으로 정의되므로, 면적이 감소하면 저항이 증가, 면적이 증가하면 저항이 감소되게끔 계산하여 반영한다.

2. 설계 변수 설정

Fig. 10은 최적화 과정에서 가변되는 이중 고정자 SPMSM의 주요 기하학적 설계 변수를 나타내며 슬롯 오프닝 치의 폭 및 길이 등 효율과 정전용량에 지배적인 영향을 미치는 형상 파라미터들을 포함한다. 다목적 최적화 설계 변수로는 효율과 기생 정전용량에 지배적인 영향을 미치는 치의 길이 및 두께 관련 파라미터 공극 간격 그리고 슬롯 오프닝 치수를 선정하였다.

3. 실험 계획법(Design of Experiments, DoE)

실험점들이 설계 공간에 균일하게 분포하도록 선정하기 위해서, Optimal Latin Hypercube Design(OLHD) 기법을 사용하였다. OLHD 기법은 전체 설계 공간에서 중복을 피하면서 효과적으로 공간을 채울 수 있는 특성을 갖는다. OLHD는 각 설계변수 축을 동일한 크기의 구간으로 n 등분한 뒤, 각 행과 열에 동일한 개수의 sampling point를 배치하는 Latin Hypercube Sampling(LHS)을 활용하여, sampling point 사이의 거리를 최대화하는 조건을 부여한 기법이다. Fig. 11은 그 그래프의 각 축이 설계 변수를 나타내어, 각 설계변수의 조합이 하나의 실험점이 되는 OLHD 기법의 원리를 나타낸 그림이다. 이 때, 실험점 개수는 식(7)로 계산해 선정하여 설계

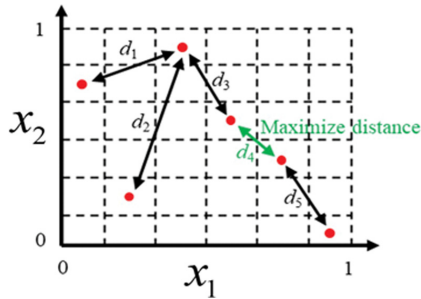


Fig. 11. (Color online) Principle of OLHD method.

공간에 분포시킨다. 이중 고정자 SPMSM의 경우 설계 변수가 총 17개이므로, 실험점은 식(7)을 이용해 총 513개의 실험점을 선정하였다. Fig. 12는 생성된 실험점들의 분포 결과를 나타낸 분포도이다.

$$\text{Number of sampling points} = \frac{(n_{\text{var}} + 1)(n_{\text{var}} + 2)}{2} \times N \quad (7)$$

여기서 n_{var} 은 선정된 설계 변수의 총 개수를 의미하며, N 은 표본점 밀도를 결정하는 임의의 상수를 나타낸다.

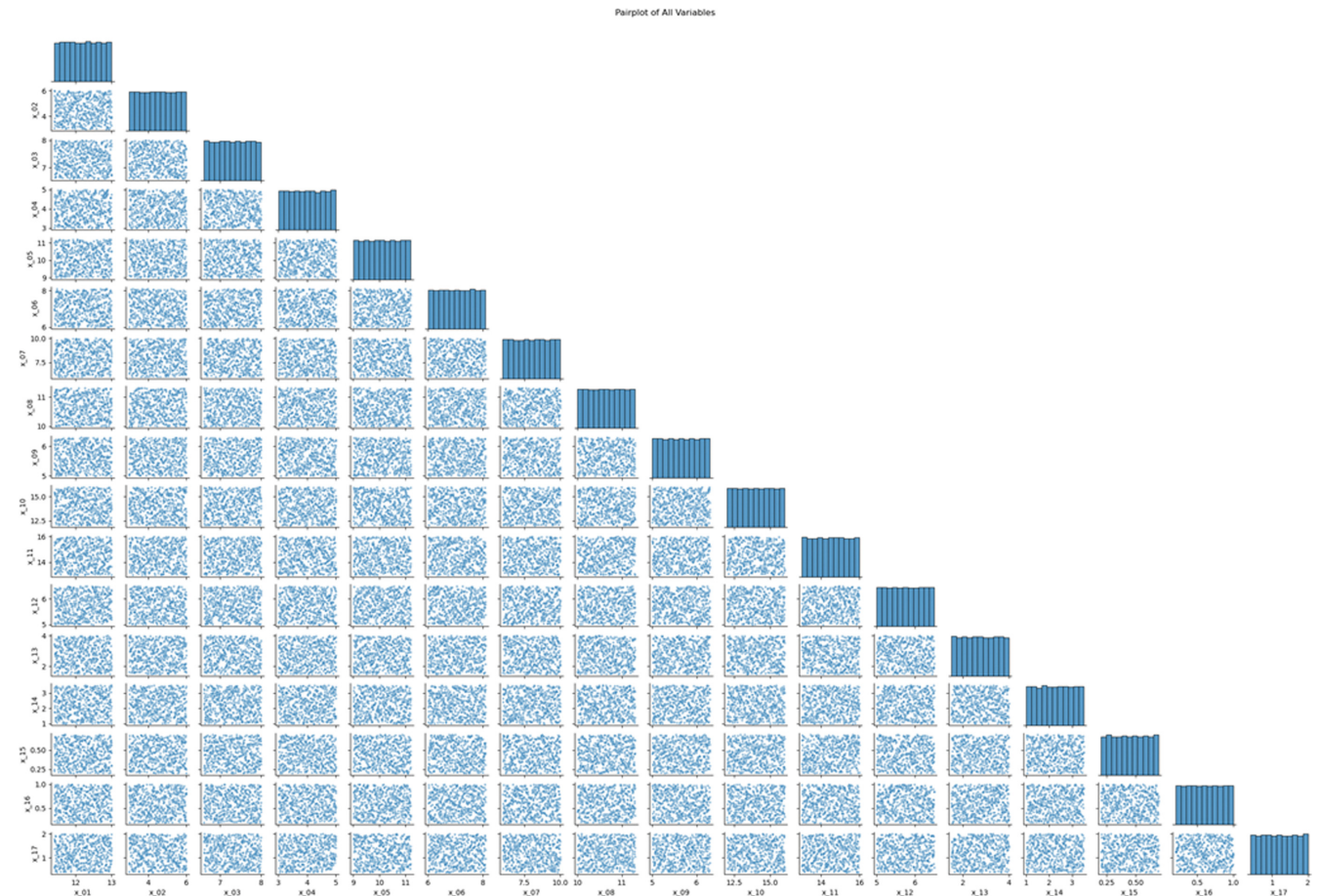


Fig. 12. (Color online) OLHD-based experimental distribution.

4. 대체 모델(Surrogate model) 생성

대체 모델(Surrogate model)은 고비용 해석이나 실험을 여러 번 반복하지 않고도 결과를 추정하기 위해, 일부 설계점에서 얻은 데이터를 바탕으로 입력 변수와 출력 사이의 관계를 근사한 모델이다. 먼저 FEA, 실험 등으로 몇 개의 대표 설계점에서 결과를 계산한 뒤, 이 데이터를 이용해 입력, 출력 대응 관계를 하나의 근사 모델로 만들어 두고, 이후에는 새로운 설계 변수 조합이 주어질 때 이 근사 모델을 이용해 결과를 빠르게 예측한다.

대체 모델 생성 기법에는 여러 종류 기법이 있는데, 해당 연구에서는 인공신경망 기반 DNN(Deep Neural Network)을 사용하여 대체 모델을 생성하였다. DNN 기반 대체 모델은 실험점들의 설계 변수에 대한 정보를 입력층, 효율과 축전압 피크값을 출력층으로 하여, Fig. 13과 같이 각 목적함수에 대해 입력층과 출력층 사이 여러 개의 은닉층을 구성해 입력과 출력 사이 비선형 관계를 모델링한 것이다.

대체 모델의 적합성 판단을 위해, 먼저 전체 데이터를 무작위로 섞은 뒤 8:1:1 비율로 학습용, 검증용, 시험용 세트로

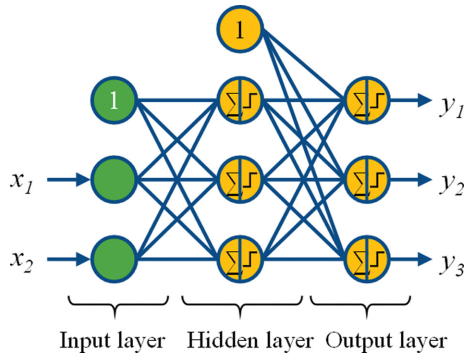


Fig. 13. (Color online) Surrogate modeling with DNN.

나누고, 동일한 최소, 최대 경계 값을 사용해 입력과 출력을 정규화 하여 서로 다른 세트 간에도 일관된 크기에서 모델을 비교할 수 있도록 한다. 각 출력 변수별로 DNN 대체 모델을 학습할 때는 학습 세트를 이용해 가중치를 갱신하면서, 검증 세트에 대한 손실을 모니터링하고 검증 손실이 최소가 되는 시점의 가중치를 최적 모델로 선택하여 과적합을 억제한다. 이후 학습 손실과 검증 손실의 변화를 Fig. 14와 같이 x 축의 대체 모델의 학습 반복 횟수에 따른 세로축 y축의 학습

Table II. Training parameters of DNN surrogate model.

Parameter	Value
Number of input variables	17
Number of hidden layers	4
Number of neurons per hidden layer	64
Activation function for hidden layers	ReLU
Activation function for output layer	Linear

진행에 따른 손실 함수의 변화 추이를 확인해 학습이 안정적으로 수렴했는지, 과적합이 발생하지 않았는지를 시각적으로 점검한다. 그 후, 선택된 최적 모델을 사용해 정규화 된 시험 세트에 대한 예측 값을 계산한다. 마지막으로 시험 세트의 실제 값과 예측 값의 차이로부터 각 출력에 대한 NRMSE (Normalized Root Mean Square Error)를 산출하고 Fig. 15와 같이 parity plot을 통해 학습에 사용되지 않은 데이터에 대해서도 예측 오차가 충분히 작은 지 정량적으로 평가함으로써 대체 모델의 적합성과 일반화 능력을 검증한다. Parity plot과 같은 경우 정규화된 값들을 바탕으로 그려지므로 별도의 단위가 없다.

Table II는 DNN 대체 모델 구성을 위해 적용된 네트워크

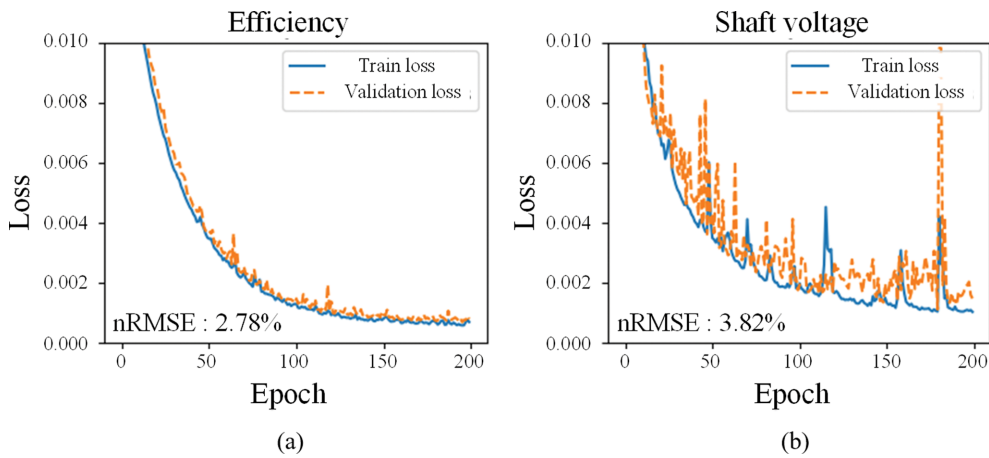


Fig. 14. (Color online) Verification of surrogate model learning process using validation set (a) efficiency, (b) shaft voltage peak.

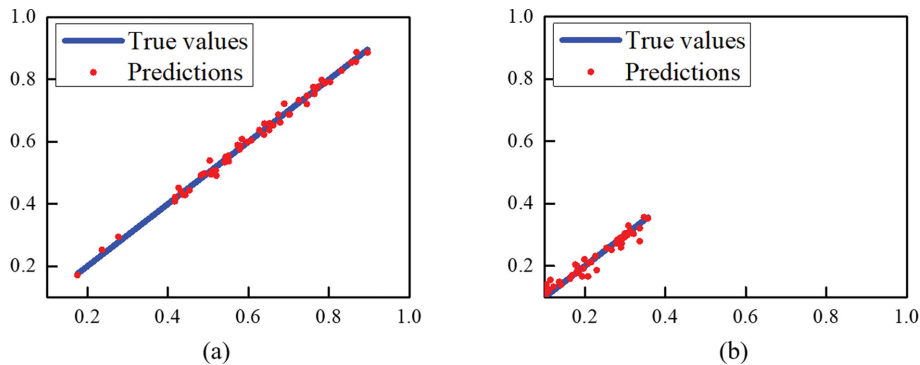


Fig. 15. (Color online) Parity plot of each performance (a) efficiency, (b) shaft voltage peak.

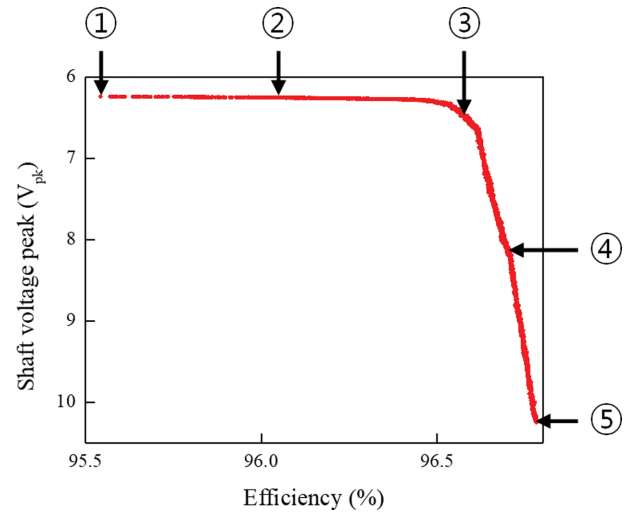
Table III. Operating parameters of NSGA-II algorithm for multi-objective optimization.

Parameter	Value
Population size	1,000
Maximum number of generations	50
Number of iterations	10

아키텍처 및 학습 하이퍼파라미터 설정값을 나타낸 표이다. 검증용 데이터셋에 대한 평가 결과, 효율 예측 모델 및 축전압 예측 모델의 nRMSE는 각각 2.78%, 3.82%로 산출되었다. 이는 제안된 심층 신경망 기반 대체 모델이 전체 설계 영역 내에서 유한요소해석 결과를 충분한 신뢰도로 예측할 수 있음을 보여준다.

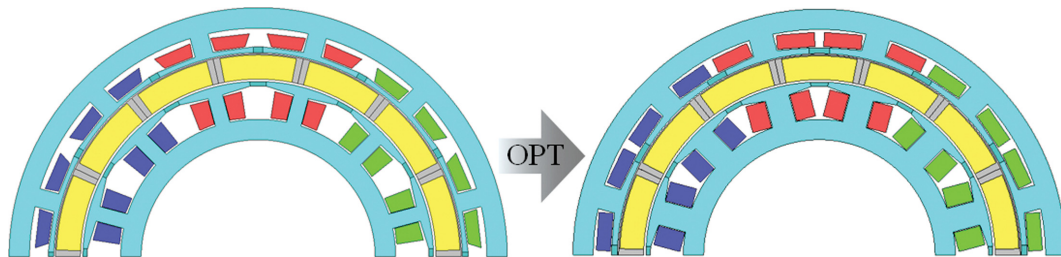
5. 다목적 최적화

최적화는 정식화 된 최적화 문제에서 주어진 설계변수에 대해 목적함수를 최소화 또는 최대화하면서 모든 제약조건을 만족하는 최적점을 찾는 것이 목표이다. 최적화 기법은 경사하강법, SQP와 같은 경사 기반 알고리즘, 유전 알고리즘, 입자군집 최적화, 전역 메타휴리스틱 기법을 사용하여 전역 최적해 근방을 탐색하는 등 다양한 기법이 존재한다. 해당 연구에서는 유전 알고리즘 기반 NSGA-II(Non-dominated Sorting

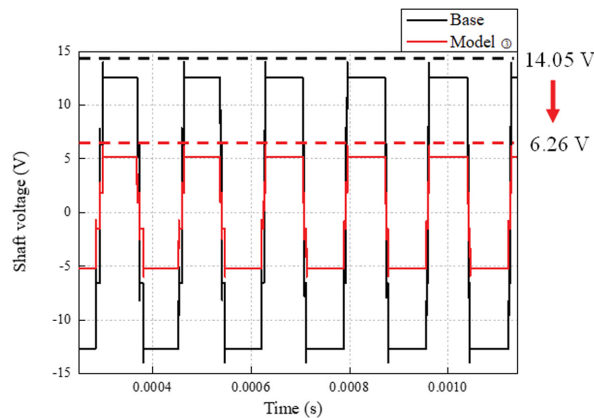
**Fig. 16.** (Color online) Pareto front of optimal sets.

Genetic Algorithm-II)를 사용하였다.

NSGA-II는 상충 관계에 있는 여러 목적함수를 동시에 다루는 다목적 최적화 문제에서 파레토 해집단을 근사하기 위해 사용되는 대표적인 진화 알고리즘이다. 이 알고리즘은 우선 개체 집단(population)에 대해 비지배 정렬을 수행하여 파레토 계층(front)을 구분하고, 군집 거리(crowding distance)를 계산하여 각 계층 내에서 해가 고르게 분포되도록 유도한다.



(a)



(b)

Fig. 17. (Color online) Optimization result (a) motor shape, (b) comparison of shaft voltage.

Table IV. Comparison of efficiency and shaft voltage peak between base model and optimized model.

Items	Unit	Results	
		Base model	Optimized model
Efficiency	%, %p	94.69	96.51 (+1.82%p)
Shaft voltage peak	V _{pk}	14.05	6.26 (55.44%↓)

이후 각 세대마다 파레토 계층과 군집 거리를 기준으로 부모 개체를 선택하고, 교차와 돌연변이 연산을 적용해 자손 개체를 생성한 뒤, 부모와 자손을 합쳐 다시 비지배 정렬을 수행하여 상위 N개의 개체만을 다음 세대로 유지하는 엘리트주의 전략을 취한다. 이러한 과정을 반복함으로써 파레토면 근방에 고르게 분포한 해 집합을 점진적으로 형성할 수 있으며, 최종적으로 얻어진 해들로 이루어진 파레토 전선(Pareto front) 중에서 적절한 절충 설계를 선택할 수 있다. Table III은 NSGA-II 알고리즘의 세부 구동 파라미터 조건을 나타낸 표이다.

Fig. 16은 최적화 결과로 나온 파레토 전선이다. 그림의 파레토 전선의 결과를 보면, 축전압 피크값과 효율이 상충 관계임을 알 수 있다. 최종 모델을 선정하기 위해 파레토 전선 상의 각 후보군이 가지는 목적함수 변화율을 정량적으로 분석하였다. ①에서 ③으로 이동하는 구간에서는 효율이 약 0.97%p 증가하는 동안 축전압 피크 값의 상승은 0.02 V 수준으로 억제되어 효율 개선의 한계 효용이 매우 높게 나타난다. 반면 ③을 기점으로 ⑤에 이르는 구간에서는 효율 증가량이 0.27%p에 불과함에도 축전압 피크 값은 3.99 V 이상 급격하게 상승한다. 따라서 ③은 목적함수 간의 상충 비율이 역전되는 효율 상승 대비 축전압 억제 성능이 가장 극대화되는 절충점이므로 최종 최적화 모델로 선정하여 최적 설계안을 최종 도출하였다.

Fig. 17과 Table IV는 최적화로 나온 모델과 베이스 모델의 효율 및 축전압을 비교한 결과이다. Table IV의 최적화 모델 결과는 대체 모델에서의 최적화 결과가 아닌 FEA 및 인버터-모터 시뮬레이션을 통해 구한 값이다. 대체 모델에서의 최적화 결과는 효율 96.54% 축전압 피크값 6.33 V로 각각 오차 0.03%, 1.12%로 대체 모델의 예측값과 실제 해석값 사이의 오차율이 매우 낮음을 확인하였다.

V. 결 론

본 연구에서는 이중 고정자 SPMSM에 대해 효율과 축전압을 동시에 고려한 다목적 최적 설계 방법을 제안하였다. 특정 전류와 위상각을 인가한 부하 해석을 통해 인덕턴스와 철손과 같은 파라미터를 도출하는 방법과 파라미터 값을 통해

운전점에서의 효율을 도출하는 방법을 바탕으로, 설계 변수 변화에 따른 권선 손실·철손 및 토크 특성을 계산하여 목표 운전점에서의 모터 효율을 산정하고, 해당 부하에서 이전 연구에서 구한 중성점 전압과 기생 정전용량을 통해 기생 정전용량 등가회로를 구성하여 축전압을 도출하였다. 이 둘을 종합함으로써, 설계 단계에서 효율 및 축전압을 정량적으로 예측할 수 있는 해석 절차를 마련하고, 나아가 최적화 단계에서 해석값들을 활용하여 최적 모델을 도출할 수 있는 최적화 절차를 마련하였다.

해당 해석값들을 통해 생성한 효율 대체 모델과 축전압 대체 모델을 기반으로 NSGA-II 기반의 다목적 최적화를 수행한 결과, 효율을 극대화할수록 축전압 피크가 급격히 증가하는 상충이 존재하며, 소폭의 효율 감소만으로도 축전압을 유의미하게 저감할 수 있는 파레토 전선 상의 설계해들을 도출할 수 있음을 확인하였다. 따라서, 본 연구는 기존의 고성능 모터 설계 연구들이 출력 밀도와 효율 향상에만 치중했던 한계를 극복하고 이중 고정자 구조에서 간과될 수 있는 베어링 신뢰성 문제에 관한 축전압을 정량적인 설계 지표로 도입하여 두 목적 함수 사이의 상충 관계를 규명하였다. 본 연구의 최적 형상은 1,000 rpm 20 Nm의 단일 정격 운전점을 기준으로 산출되었다. 그 이외의 운전점에서도 권선 세트에서 발생하는 CMV, ZSV, 중성점 전압의 성분은 시간 스케일만 변할 뿐 크기는 동일하므로 모터의 형상이 바뀌어 기생 정전용량이 바뀌지 않는 경우엔 동일한 축전압 피크값을 가지게 된다. 제안된 통합 설계 프레임워크는 향후 전동기 개발 시 복잡한 수치해석이나 제어 알고리즘의 추가 없이 기하학적 파라미터 조정을 통해 베어링의 전기적 침식 위험을 사전에 차단하고 전동기 시스템 전체의 수명과 신뢰성을 극대화할 수 있는 실용적인 가이드라인으로 활용될 것이다.

감사의 글

이 논문은 2026년 한화에어로스페이스 E-drive HUB 지원을 받아 수행된 연구임.

References

- [1] R. C. Bolam, Y. Vagapov, and A. Anuchin, Proc. Int. Universities Power Eng. Conf. **55**, 1 (2020).
- [2] S.-W. Hwang, D.-K. Son, S.-H. Park, G.-H. Lee, Y.-D. Yoon, and M.-S. Lim, IEEE Trans. Transp. Electr. **8**, 4255 (2022).
- [3] T. Plazenet, T. Boileau, C. Caironi, and B. Nahid-Mobarakeh, IEEE Trans. Ind. Appl. **54**, 3749 (2018).
- [4] H. Akagi and S. Tamura, IEEE Trans. Power Electron. **21**, 1459 (2006).

- [5] A. Prudhom, J. Antonino-Daviu, H. Razik, and V. Climente-Alarcon, *Mech. Syst. Signal Process.* **84**, 747 (2017).
- [6] T. T. Nguyen and N.-V. Nguyen, *IEEE Trans. Ind. Electron.* **65**, 1021 (2018).
- [7] K. Jayaraman and M. Kumar, *IEEE Trans. Power Electron.* **35**, 2861 (2020).
- [8] J.-H. Im, J.-K. Kang, Y.-K. Lee, and J. Hur, *IEEE Access* **10**, 81042 (2022).
- [9] Y.-J. Kang, C.-H. Song, and M.-S. Lim, *IEEE Trans. Magn.* Early Access (2025).