

# 고속 패키지/PCB 노이즈 저감용 비주기 전자기밴드갭 전원분배망 설계를 위한 구조치환 해석기법

## Segment Substitution Method for a Non-Periodic Electromagnetic Bandgap Power Distribution Network in High-Speed Packages and PCBs

박 태 수<sup>1</sup> · 김 명 회<sup>2</sup>

Tae-Soo Park<sup>1</sup> · Myunghoi Kim<sup>2</sup>

### 요 약

본 연구에서는 고속 패키지와 인쇄회로기판의 노이즈 저감용 비주기 전자기밴드갭(electromagnetic bandgap, EBG) 전원 분배망의 신속 설계를 위한 구조치환 해석기법을 제안한다. 구조치환 해석기법에서는 비주기 EBG 영역과 일반 PDN 영역의 등가 치환을 위해서 desegmentation/segmentation 방법을 적용하고 귀환전류 기반 등가 분할된 구조들의 임피던스 파라미터를 수식으로 유도한다. 구조치환 해석기법의 검증은 제작된 비주기 EBG 전원분배망의 임피던스 파라미터 측정 결과와 비교 검증하였다. 구조치환 해석기법은 상용 전자장 시뮬레이션 대비 최대 97.4 % 연산시간 단축을 보여줬으며 이를 통해서 비주기 EBG-PDN의 고속 설계 및 최적화에 유용하게 사용될 수 있다.

### Abstract

In this study, we propose a segment substitution method (SSM) for the fast analysis of a non-periodic electromagnetic bandgap power distribution network (NP-EBG PDN) in high-speed packages and printed circuit boards (PCBs). The proposed SSM is based on a hybrid of the desegmentation and segmentation methods, and the analytical equations for an EBG structure that are derived herein. The proposed SSM is verified using full-wave simulations and measurements. The proposed SSM achieves a 97.4 % reduction in the computation time of the NP-EBG PDN as compared to that of the commercial field solver. Thus, the SSM can be adopted for the fast analysis and optimization of the NP-EBG PDN.

Key words: Desegmentation Method, Electromagnetic Bandgap, Power/Ground Noise, Power Integrity.

### I. 서 론

고속 패키지 및 인쇄회로기판(printed circuit board, PCB)에서 발생하는 전원 노이즈 문제를 해결하기 위해서 비

주기 전자기밴드갭 전원분배망(non-periodic electromagnetic bandgap power distribution network, NP-EBG PDN)에 대한 연구가 많이 수행되고 있다<sup>[1],[2]</sup>. NP-EBG PDN은 기존 resonant cavity 형태의 전원분배망에서 발생하는 모드 공

「본 연구는 한경대학교 2021년도 학술연구조성비의 지원에 의한 것임.」

한경대학교 ICT로봇기계공학부(School of ICT, Robotics and Mechanical Engineering, Hankyong National University)

1: 학사과정(<https://orcid.org/0000-0003-1373-4372>), 2: 부교수(<https://orcid.org/0000-0002-4981-4860>)

· Manuscript received May 4, 2022 ; Revised May 18, 2022 ; Accepted June 17, 2022. (ID No. 20220504-043)

· Corresponding Author: Myunghoi Kim (e-mail: [mhkim80@hknu.ac.kr](mailto:mhkim80@hknu.ac.kr))

진을 억제하기 위해서, 전원분배망 구조에 EBG 구조를 비주기적으로 결합한 구조이다. 비주기적으로 결합한 EBG 구조는 밴드갭 특성은 다소 저하되나 다른 배선이나 전원/접지 구조와의 간섭을 최소화하면서 우수한 노이즈 감쇠 성능을 확보할 수 있게 해준다. 따라서 고속 패키지/PCB에 대한 설계 자유도를 높이고 전자회로 간의 노이즈 간섭 현상을 효과적으로 방지할 수 있다. 하지만 EBG 구조의 부분적인 배치는 EBG-PDN의 노이즈 감쇠와 power integrity 해석을 어렵게 한다.

NP-EBG PDN은 EBG 구조가 전역 배치되는 일반적인 EBG 구조와는 다르게 비주기적인 EBG 배열을 포함한다. 또한, EBG 구조와 일반 PDN 구조의 이중 구조 혼합으로 이루어져 있다. 이런 구조적인 특성으로 Floquet 이론 기반 dispersion 해석이 불가하여 full-wave simulation 중심으로 해석이 이루어져야 하며, 이로 인해서 해석 시간이 매우 오래 걸리는 단점이 있다.

본 연구에서는 비주기적인 EBG 구조와 이중 구조 특성을 갖는 NP-EBG PDN의 노이즈 감쇠 및 power integrity 특성을 빠르게 해석하기 위한 구조치환 해석기법(segment substitution method: SSM)을 제안한다. Desegmentation 결합을 통하여 기존 연구대비 해석 효율성을 높이고, 비주기 EBG 구조의 임피던스 파라미터에 대한 closed-form 해를 유도함으로써 해석 시간 단축에 크게 기여한다.

## II. 구조치환 해석기법

제안하는 구조치환 해석기법은 desegmentation 기법 적용, 귀환전류 기반 EBG 단위셀 모델, segmentation 기법 기반 분할구조 결합 단계로 이루어진다. 그림 1은 일반 PDN에 EBG-inspired filter를 부분적으로 결합한 NP-EBG PDN에 대하여 구조치환 해석기법을 적용하는 단계를 보여준다. 최종 NP-EBG PDN에는 포트 벡터  $P$ 와 포트  $P'$ 를 정의하는데, 여기서 포트 벡터  $P$ 는 digital 회로나 decoupling capacitor가 위치할 수 있는 곳을 의미하는 포트  $P_E$ 와 EBG-inspired filter와 연결되는 지점인 포트  $P_e$ 로 구성된다.  $P'$ 은 노이즈에 민감한 RF(radio frequency) 회로 등이 위치하는 곳으로 EBG 단위셀상에서 정의된다.

Desegmentation 단계에서는 NP-EBG PDN 전체 크기와 동일한 resonant cavity( $\alpha$ -circuit)로부터 EBG-inspired filter

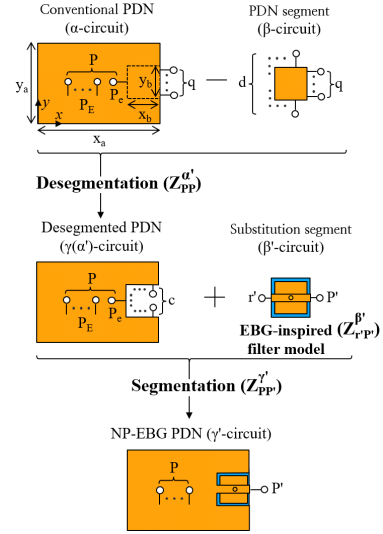


그림 1. 구조치환 해석기법 절차

Fig. 1. Procedure of segment substitution method.

영역에 해당하는 치환영역을 분리하여 desegmented PDN ( $\gamma$ -circuit)의 임피던스 파라미터  $Z_{PP'}^{\alpha'}$ 를 구한다. 치환영역의 분리는 치환영역과 동일한 크기를 갖는 등가구조( $\beta$ -circuit)를 이용한다.  $\beta$ 와  $\gamma$ -circuits의 연결은 포트 벡터  $d$ 와  $c$ 를 통해서 이루어지며, desegmentation 해석 가능 조건을 위해서 의사 포트 벡터  $q$ 를 정의한다<sup>[3]</sup>. 이로부터 desegmented PDN의 임피던스 파라미터는 식 (1)과 같이 주어진다.

$$Z_{PP'}^{\gamma} = Z_{PP'}^{\alpha} - Z_{Pq}^{\alpha} (Z_{qq}^{\alpha} - Z_{qq}^{\beta})^{-1} Z_{qP}^{\alpha} = \begin{bmatrix} Z_{P_e P_e}^{\alpha'} & Z_{P_e P'}^{\alpha'} \\ Z_{P' P_e}^{\alpha'} & Z_{P' P'}^{\alpha'} \end{bmatrix} = Z_{PP'}^{\alpha'} \quad (1)$$

여기서,

$$Z_{ij}^{\alpha, \beta} = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \left( \frac{\sqrt{-1} \omega \mu_0 h C_m^2 C_n^2}{xy(k_{xm}^2 + k_{yn}^2 - k^2)} \cos(k_{xm} T_{xi}) \right) \times \cos(k_{ym} T_{yi}) \cos(k_{xn} T_{xj}) \cos(k_{yn} T_{yj}),$$

$$\begin{cases} x = x_a, y = y_a, i = P, q, j = P, q & \text{for } \alpha \\ x = x_b, y = y_b, i = d, q, j = d, q & \text{for } \beta \end{cases} \quad (2)$$

$Z_{ij}^{\alpha, \beta}$ 는 full cavity-mode resonator 모델을 이용하여 구한 일반 PDN과 치환영역 등가구조의 임피던스 파라미터이다.  $m, n$ 은 각각  $x$ 축,  $y$ 축과 관련한 모드 수이다.  $\omega$ 는 각 주파수,  $\mu_0$ 는 진공에서의 투자율,  $h$ 는 유전체 두께이다.  $C_m, C_n$ 은  $m=0, n=0$ 일 때는 1이고  $m \neq 0, n \neq 0$ 일 때는  $\sqrt{2}$

이다.  $k = \omega \sqrt{\mu\epsilon}$ ,  $k_{xm} = (m\pi/x)$ ,  $k_{yn} = (n\pi/y)$ 이다.  $T_{xi}$ ,  $T_{yi}$ 와  $T_{yj}$ ,  $T_{ji}$ 는 각각  $i, j$ 에 해당하는 포트들의  $x$ 축,  $y$ 축 좌표이다.

다음으로 EBG-inspired filter의 임피던스 파라미터  $Z_{rP}^{\beta'}$ 를 유도한다.  $Z_{rP}^{\beta'}$ 는 귀환전류 기반 등가분할 모델링 방법을 적용한다. EBG-inspired filter 내층의 귀환전류는 포피효과에 의하여 주로 금속 표면을 따라서 흐르게 되며, 이로 인하여 내층 금속을 입출력이 단락된 2층의 금속 평면으로 수직분할할 수 있다. 그림 2에서 보는 것처럼,  $Z_{rP}^{\beta'}$ 를 구하기 위해서 등가 분할된 구조를 transmission line(TL) 구조와 resonant cavity 구조의 series-series 연결구조로 등가회로 모델링 한다. 기존 EBG 모델의 capacitance 부분을 resonant cavity로 대체함으로써 inductance 및 모드 공진 영향을 더 정확히 표현할 수 있다. 유도한  $Z_{rP}^{\beta'}$ 는 식 (3)과 같다.

$$Z_{rP}^{\beta'} = \begin{bmatrix} Z_{11}^{\beta'} & Z_{12}^{\beta'} \\ Z_{21}^{\beta'} & Z_{22}^{\beta'} \end{bmatrix} = Z^{TL} + Z^{RC}$$

$$Z_{11}^{TL} = Z_{22}^{TL} = j \frac{2Z_0 \omega L_v \cos(2\beta_t x_b) + Z_0^2 \sin(2\beta_t x_b)}{Z_0 + Z_0 \cos(2\beta_t x_b) - 2\omega L_v \sin(2\beta_t x_b)}$$

$$Z_{12}^{TL} = Z_{21}^{TL} = j \frac{2Z_0 \omega L_v}{Z_0 + Z_0 \cos(2\beta_t x_b) - 2\omega L_v \sin(2\beta_t x_b)}$$

$$L_v = \frac{\mu_0 h_v}{2\pi} \left[ \ln \left( \frac{2h_v}{r_v} + \sqrt{1 + \left( \frac{2h_v}{r_v} \right)^2} \right) - \sqrt{1 + \left( \frac{r_v}{2h_v} \right)^2} + \frac{r_v}{2h_v} + \frac{1}{4} \right]$$

$$Z_{ij}^{RC} = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \left( \frac{\sqrt{-1} \mu_0 h_c C_m^2 C_n^2}{x_b y_b (k_{xm}^2 + k_{yn}^2 - k^2)} \cos(k_{xm} T_{xi}) \right. \\ \left. \times \cos(k_{yn} T_{yi}) \cos(k_{xm} T_{xj}) \cos(k_{yn} T_{yj}), \right. \\ \left. (i = 1, 2, j = 1, 2) \right) \quad (3)$$

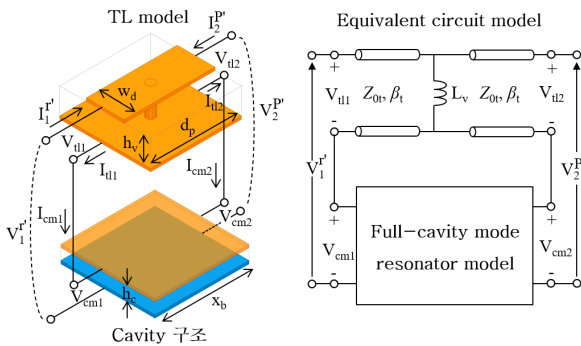


그림 2. 귀환전류 등가분할 기반 EBG-inspired filter 모델  
Fig. 2. Segmentation and equivalent circuit model.

여기서,  $L_v$ 는 via 인덕턴스,  $r_v$ 는 via 반지름이다. 나머지 변수는 앞서 설명한 것과 동일하다.

제안하는 구조치환 해석기법의 마지막 단계는 segmentation 기반 분할구조 결합 단계이다. 앞서 유도한 desegmented PDN의 임피던스 파라미터  $Z_{PP}^{\alpha'}$ 와 EBG-inspired filter의 임피던스 파라미터  $Z_{rP}^{\beta'}$ 를 결합하여 NP-BG PDN의 임피던스 파라미터  $Z_{PP}^{\gamma'}$ 를 식 (4)와 같이 최종적으로 유도할 수 있다.

$$Z_{PP}^{\gamma'} = Z_1^{\gamma'} - (Z_2^{\gamma'} - Z_3^{\gamma'}) (Z_4^{\gamma'} + Z_6^{\gamma'})^{-1} (Z_6^{\gamma'} - Z_7^{\gamma'}) \quad (4)$$

여기서,

$$Z_1^{\gamma'} = \begin{bmatrix} Z_{PEPE}^{\alpha'} & \tilde{0} \\ \tilde{0} & Z_{22}^{\beta'} \end{bmatrix}, Z_2^{\gamma'} = \begin{bmatrix} Z_{PEPE}^{\alpha'} \\ \tilde{0} \end{bmatrix}, Z_3^{\gamma'} = \begin{bmatrix} \tilde{0} \\ Z_{21}^{\beta'} \end{bmatrix}, \\ Z_4^{\gamma'} = Z_{PEPE}^{\alpha'}, Z_6^{\gamma'} = Z_{11}^{\beta'} \\ Z_6^{\gamma'} = \begin{bmatrix} Z_{PEPE}^{\alpha'} & \tilde{0} \end{bmatrix}, Z_7^{\gamma'} = \begin{bmatrix} \tilde{0} & Z_{12}^{\beta'} \end{bmatrix} \quad (5)$$

### III. 검 증

제안하는 구조치환 해석기법의 신속성과 정확성을 검증하기 위하여 주요 변수인  $w_d$ 가 다른 2종류의 NP-EBG PDN을 상용 PCB 공정(3층 0.4-0.1, through-hole via)을 이용하여 제작하였다(그림 3). 금속으로는 1/2 oz 구리를 유전체로는 FR4를 이용하는 공정이다. 이 구조에 대한 제작 치수는 ( $w_d$ ,  $d_p$ ,  $x_a$ ,  $x_b$ ,  $h_v$ ,  $h_c$ ,  $d_x$ ,  $d_y$ ,  $d_E$ ,  $x_{p1}$ ,  $y_{p1}$ ,  $x_{p2}$ ,  $y_{p2}$ )=(1과 3, 5.8, 6, 6, 0.4, 0.1, 50, 30, 15, 0, 15, 49, 29 mm)이다. 그림 3(c)와 같이 500  $\mu$ m 피치의 GSG 마이크로프로브와 벡터회로망분석기로 측정하였다. 측정 및 3차원 전자장 시뮬레이션(Ansys HFSS)을 통하여 구한 산란 파라미터를 임피던스 파라미터로 변환한 후 구조치환 해석기법 결과와 비교하였다.

그림 4(a)는  $w_d=1$  mm, 그림 4(b)는  $w_d=3$  mm인 NP-EBG PDN의  $Z_{11}$ ,  $Z_{21}$ ,  $Z_{22}$ 이다. 이 결과는 NP-EBG PDN의 power integrity, 전원노이즈 감쇠 특성을 분석하는데 필요한 결과이다. 이 결과에서 보는 것처럼 제안하는 구조치환 해석기법은 3차원 전자장 시뮬레이션 및 측정결과와 비교해서 높은 정확도를 보인다. 그림 4의  $Z_{11}$ 과  $Z_{22}$  결과에서 볼 수 있는 것처럼 다수의 모드 공진에 대해서도 공진 주

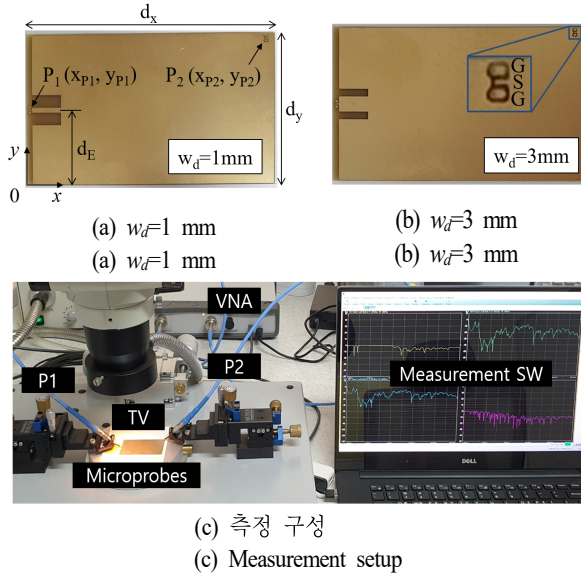


그림 3. 제작 NP-EBG PDN PCBs와 측정 구성  
Fig. 3. Fabricated PCBs and measurement setup.

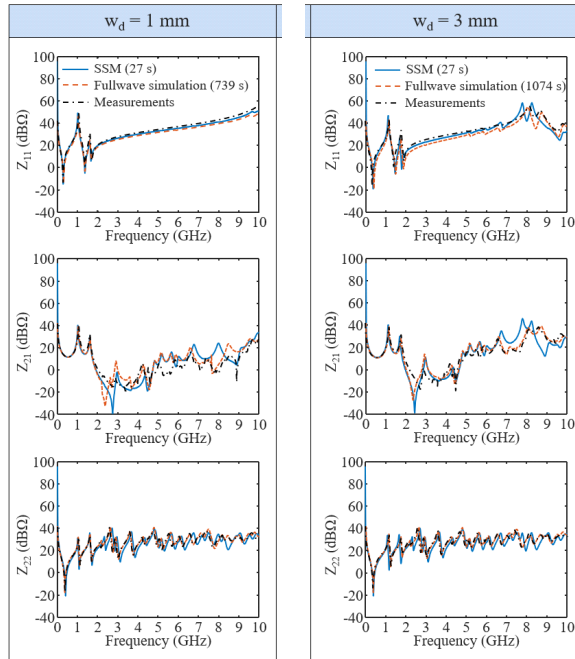


그림 4. 제안방법과 측정결과 비교  
Fig. 4. Comparison of SSM and measurements.

파수, 양호도 모두 잘 예측하고 있으며,  $Z_{21}$ 을 통해서 전원 노이즈 감쇠 효과도 효율적으로 예측하고 있다. 특히, 연산시간을 비교해 보면 3차원 전자장 시뮬레이션(HFSS, AMD Ryzen9 5950X 16 cores, 128 GB RAM)은  $w_d=1$  mm, 3 mm에 대하여 739초, 1,074초가 걸린 반면 구조치환 해석기법(SSM)은 모두 27초가 걸렸다. SSM은 각각의 NP-EBG PDN에 대해서 3차원 전자장 시뮬레이션 대비 96.3 %, 97.4 %의 연산시간 단축을 이루었다.

#### IV. 결 론

본 연구에서는 귀환전류 등가 분할 기반 EBG-inspired filter의 임피던스 파라미터에 대한 수식을 유도하였으며, desegmentation/segmentation 기법의 체계적인 적용 방법을 제시하였다. 제안 방법은 측정결과를 통해서 검증하였다. 또한, 3차원 전자장 시뮬레이션의 비교를 통해서 신속한 해석이 가능함을 보였다. 구조치환 해석기법은 3차원 전자장 시뮬레이션 대비 27.4배 빠르게 결과를 도출하였다. 제안기법은 NP-EBG PDN의 신속한 해석뿐만 아니라 추후 최적화 기법과 결합하여 EBG-PDN 설계 및 합성에 유용하게 활용될 수 있다. 원형 또는 삼각형 모양의 resonant cavity model을 활용할 경우 제안 방법을 확장할 수 있다.

#### References

- [1] T. L. Wu, H. H. Chuang, and T. K. Wang, "Overview of power integrity solutions on package and PCB: Decoupling and EBG isolation," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 52, no. 2, pp. 346-356, May 2010.
- [2] R. Abhari, G. V. Eleftheriades, "Metallo-dielectric electromagnetic bandgap structures for suppression and isolation of the parallel-plate noise in high-speed circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 6, pp. 1629-1639, Jun. 2003.
- [3] P. C. Sharma, K. C. Gupta, "Desegmentation method for analysis of two-dimensional microwave circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 29, no. 10, pp. 1094-1098, Oct. 1981.