



単一共振における形に近づく。

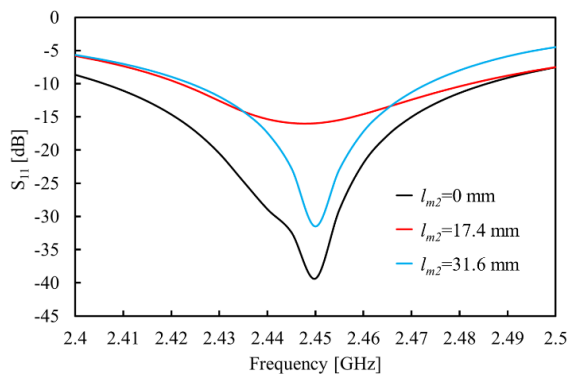


図 2  $l_{m2}$  変化時の  $S_{11}$  の周波数特性

次に、 $l_{m2}=0$  mm, 17.4 mm, 31.6 mm における利得の周波数特性を図 3 に示す。なお、図 3 における最大放射方向は全て同じである。また、表示する結果の値は指向性利得であり、反射による利得低下分は考慮していない。

$l_{m2}=0$  mm では、2.4 GHz 付近で約 12 dBi であるが、2.43~2.5 GHz においては利得が低下し、約 10.5 dBi となる。この結果と図 2 より、2.44 GHz 付近に存在する共振より低周波では利得が高く、高周波では利得が低下することが確認できる。

次に  $l_{m2}=17.4$  mm では、利得が低下する周波数帯域が 2.4~2.44GHz となり、伝送線路を長くすることにより 2.44 GHz 付近に生じた共振が低周波側に移動することが確認できる。この共振は放射素子が由来ではなく、伝送線路長が由来の共振であることが推察できる。伝送線路をさらに長くした  $l_{m2}=31.6$  mm では、2.4~2.5 GHz における利得の値が、ほぼ一定となる。これは、 $l_{m2}=0$  mm, 17.4 mm の結果に存在した利得が低下する帯域が 2.4 GHz よりも低周波に移動するためである。すなわち、解析周波数内において放射素子の共振のみが存在すると考えられる。

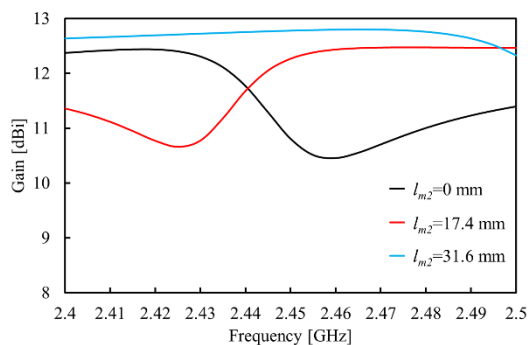


図 3  $l_{m2}$  変化時の利得の周波数特性

利得低下の原因を考察するために、2.45 GHz における  $l_{m2}=0$  mm, 31.6 mm の電流振幅分布を図 4 に示す。ここでは、導体近傍の磁界を導体上の電流とみなして説明する。

図 4(a)は、2.45GHz において利得が低下する  $l_{m2}=0$  mm の結果である。電流が素子 B に集中し、素子 A と C の振幅が小さい。それに対して、図 4(b)の結果は素子 A と C の振幅に対して素子 B の振幅が低いものの、3 素子の振幅の差が小さい。これは伝送線路長の変化による素子 B の入出力インピーダンス変化が原因であるが、詳細については今後の課題とする。

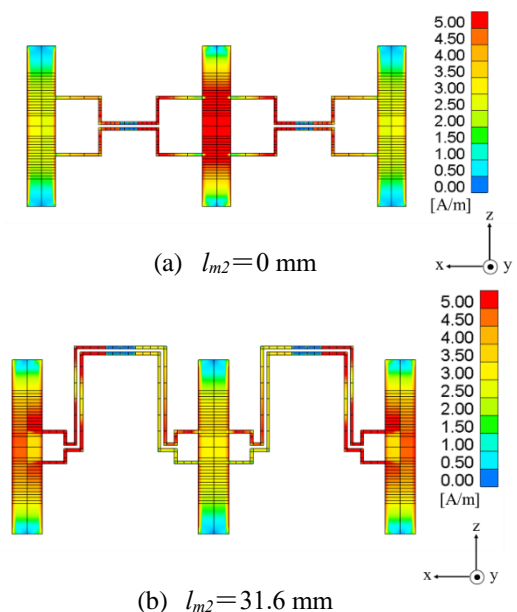


図 4 電流振幅分布

#### 4. まとめ

本稿では、伝送線路由来の共振を抑制することを目的とし、伝送線路長を変化させ、伝送線路の形状をメアンダ形状にした PDAA の各種アンテナ特性について検討した。その結果、 $l_{m2}=31.6$  mm の場合に素子間隔を  $0.5\lambda$  にした状態で伝送線路が由来の共振を抑制することが可能であることを示した。今後は、素子 B の入出力インピーダンスの検討をする。

#### 5. 参考文献

- [1] 柴田国明, 細野裕行, 三枝健二, 高野忠, “1 波長線路にて結合した印刷ダイポールアレーアンテナの特性について,” 信学技報, AP2014-136, Nov. 2014.
- [2] 柴田国明, 三枝健二, 高野忠, “平衡線路で結合した間引き給電アレーアンテナの試作と検討,” 電子情報通信学会論文誌(B), vol.J100-B, no.9, pp.876-879, Sept.2017.