

Simulation of Pyramidal Horn Antenna

Yoshiyuki Takeyasu / JA6XKQ

角錐ホーン・アンテナのシミュレーション

武安義幸 / JA6XKQ

パラボラ反射板のフィードに用いる角錐ホーン・アンテナのラジエーション・パターンと位相中心を、シミュレーションで確認する。

はじめに

アマチュアが 10 GHz 帯でパラボラ・アンテナを構築するにあたっては、パラボラ反射板は既製品を使うという択であろう。既製品のなかでも、衛星放送受信用に製造されたパラボラ反射板を転用したソーラークッカー（太陽光調理器）が、衛星放送用では高価だったものが安価に入手できるため、アマチュア無線に“再”転用する例を見受ける [1] [2] [3]。このようにパラボラ反射板は容易に安価な既製品が入手可能である一方、それにマッチするフィードについては自作へと選択肢が限られてくる。

パラボラ反射板の入手が簡単なだけに、フィードも簡単に済ませたい。設計、工作、そして、性能評価において“合理的な手抜き”をやりたい。工作が簡単そうな角錐ホーン・アンテナ (Pyramidal Horn Antenna) をターゲットとする。

設計

実績のある設計例に倣うのが“合理的な手抜き”であるが、ここでは AI を試してみる。Google AI の Gemini [4] に、次のような仕様で角錐ホーンの設計を依頼した。

要求仕様 - 1

- 1 ホーン形状 : 四角錐
- 2 設計周波数 : 10.468 GHz
- 3 インターフェース導波管 : WR-75
- 4 -10 dB 放射角度 : ± 64 度 (E 面、H 面とも)

指定した設計周波数 (10.468 GHz) が誤記であることには後日気付いたが、このまま進める。EME の運用周波数が Region-1/-2 で 10.368 GHz , Region-3 で 10.45 GHz である

ことを混同して 10.468 GHz と指定してしまった。インターフェース導波管は、アマチュア無線の 10 GHz 帯では WR-90 が一般的であるが、Ku 帯 (10.95 ~ 11.7 GHz) LNB (Low-Noise Block-converter) の改造流用を想定しているの、そのインターフェースである WR-75 とした。-10 dB 放射角度は前述のソーラークッカー・パラボラ反射板の $f/D = 0.4$ にマッチする角度としている。この設計での一番の要点は、この放射角度を E/H の両面で一致させることである。

この要求仕様を受けて Gemini は次のようなホーンを提示してきた。

設計例 - 1 (不採用)

- WR-75 : 幅 = 19.05 mm , 高さ = 9.525 mm
- ホーン開口幅 : 24.5 mm
- ホーン開口高さ : 18.2 mm
- ホーン軸長 : 15.0 mm
- 反射損失 (S11) 整合 : 誘導性アイリス 0.5 ~ 1 mm の H 面両側絞り

AI コメント要約:

- ホーン・アンテナの指向特性は開口面の波長に対するサイズで決まるので、-10 dB 放射角度を実現するための近似式を用いて開口面寸法を算出した。
- 軸長については、位相差による利得低下を防ぎつつ、コンパクトにした設計。
- 一次回答において反射損失の整合について定性的な言及があったので、具体的な対応策を追加質問したところ、「ホーン入力部の H 面に誘導性アイリスを付加すること」を提案してきた。

本件では敢えてコンパクトにする必要はなく、また、一般的にコンパクトなアンテナは特性とのトレードオフが発生するとの知見があるので、“コンパクトに”との要件を“コンパクトにする必要無し”と修整した設計を要求した。提示されたホーンは次のとおり。

設計例 - 2 (採用)

- WR-75 : 幅 = 19.05 mm , 高さ = 9.525 mm
- ホーン開口幅 : 24.5 mm
- ホーン開口高さ : 18.2 mm
- ホーン軸長 : 40.0 mm
- 反射損失 (S11) 整合 : 誘導性アイリス 1.925 mm の H 面両側絞り, -20dB 以下
- 利得 : 約 6.5 ~ 7.5 dBi

AI コメント要約:

- 軸長が短いと、ホーンの中心を通る電波と端（フレアに沿うルート）を通る電波の間で、開口面に到達する際の光路長に差が生じ、これが位相差となって利得の低下や

サイド・ローブの悪化を招く。

- 「軸長を長くすると、開口面での位相が揃うため、メイン・ビームがより綺麗に形成され、また、サイド・ローブが抑制される。
- 近似式通りの指向性が得られやすくなる。

上記の **要求仕様 - 1** では周波数を間違えているが、現実的には 10.368 GHz と 10.45 GHz でも問題ないと期待する。一方で、訂正した要求仕様で Gemini は如何なる設計を示すか試してみた。

要求仕様 - 2

- 1 ホーン形状 : 四角錐
- 2 設計周波数 : 10.36 ~ 10.45 GHz
- 3 インターフェース導波管 : WR-75
- 4 -10 dB 放射角度 : ± 64 度 (E 面、H 面とも)
- 5 反射損失 (S11) 整合を誘導性アイリスで補償改善すること
- 6 軸長をコンパクトにする必要無し

設計周波数を帯域を持った値とし、前述の設計例で得た反射損失整合と軸長に関する知見を追加した。この要求仕様に対して Gemini が提示した設計例は次のとおり。

設計例 - 3 (不採用)

- 設計周波数 : 10.405 GHz (帯域内中間値)
- WR-75 : 幅 = 19.05 mm , 高さ = 9.525 mm
- ホーン開口幅 : 21.0 mm
- ホーン開口高さ : 14.5 mm
- ホーン軸長 : 30.0 mm
- 反射損失 (S11) 整合 : 誘導性アイリス 2.27 mm の H 面両側絞り
- 10 dB 放射角度の周波数帯域内偏差 : $\pm 0.5 \sim 0.6$ 度
- S11 の周波数帯域内偏差 : -20 dB 以下

設計例 - 2 で提示された反射損失と利得の推定値は、今回は無い。**設計例 - 2** よりも小さいサイズを提示してきたことは興味深い。前回と今回では Gemini のセッションは継続しておらず、別のセッションなので、それぞれに独立した推論を Gemini は行っている。途中、誘導性アイリスの位置をホーン入口よりも奥のインターフェース導波管内とした設計を提示したので、ホーンとインターフェース導波管の接合面に修整するように要求した。設計の背景に関する Gemini のコメントは **設計例-1** と **設計例-2** でほぼ同様。

設計例 - 3 を得た時点で、**設計例 - 2** を採用することにした。**設計例 - 3** の周波数帯域内偏差は、**設計例 - 2** での設計周波数の誤りの影響を評価するために追加質問して得た回答である。サイズが小さいホーンにおいて特性の帯域内周波数偏差が無視でき

る程であれば、サイズが大きいホーンでは更にリスクが小さいと期待できることが採用の理由である。

特性シミュレーション

前述の Gemini による例示は近似的な設計であり、電磁界シミュレータでの検証を Gemini 自身も推奨している。そもそも、「Gemini は不正確な情報を表示することがあるため、生成された回答を再確認するようにしてください」との免責が記載されている。AI 回答の検証と実測が難しい性能評価の“合理的な手抜き”としてシミュレーションを行う。

シミュレータには openEMS [5] を用いる。反射損失 (S11)、放射パターン (-10 dB 放射角度)、および、位相中心を評価する。位相中心の計算において、openEMS では放射パターンの振幅特性は正常値が得られるが、位相特性が不連続となる問題を生じたので、位相計算のみ NEC2++ [6] を用いる。NEC2++ でも放射パターンを計算するので、openEMS とのクロスチェックによりシミュレーションの信頼性が向上すると期待する。なお、位相中心の計算は採用する **設計例 - 2** のみとした。

シミュレーションのモデル生成等は類似例 [7] [8] と同様なので、ここでは詳細記述は省

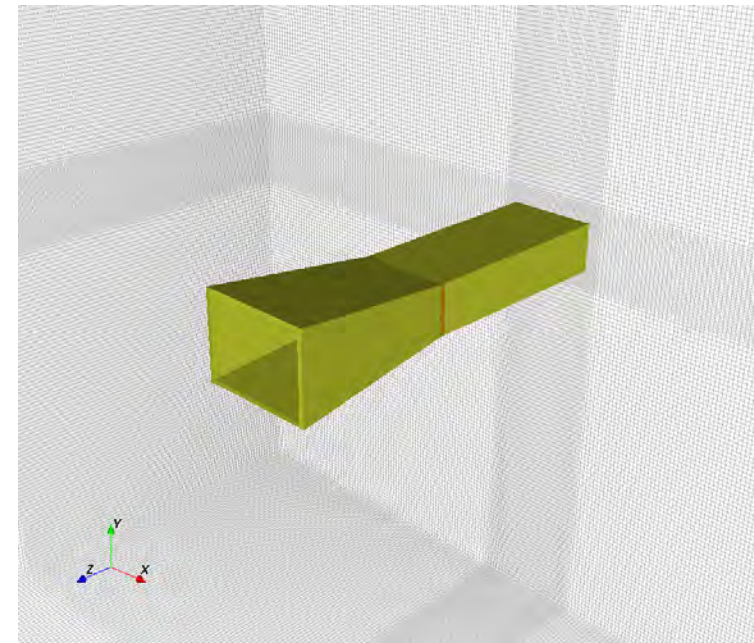


図-1 : 角錐ホーン・アンテナのシミュレーション・モデル - **設計例 - 2**

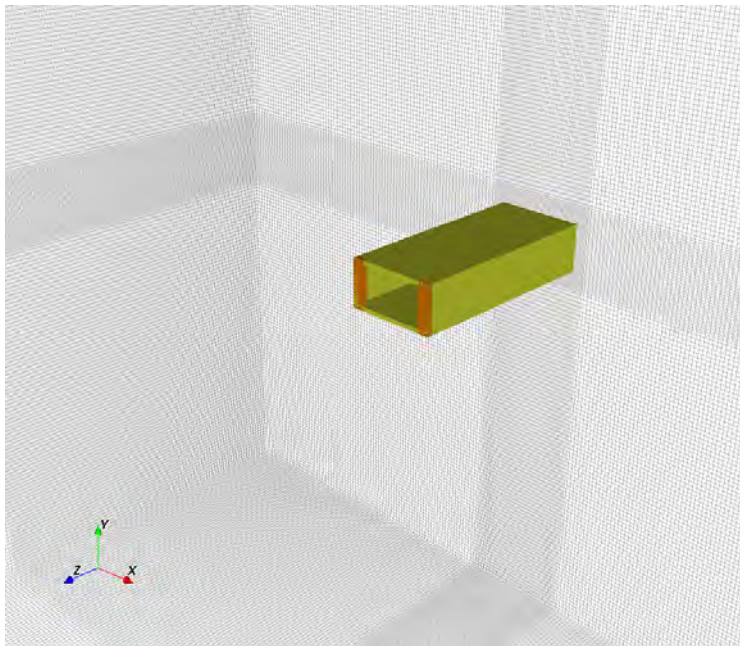


図-2 : 誘導性アイリス部 - 設計例 - 2

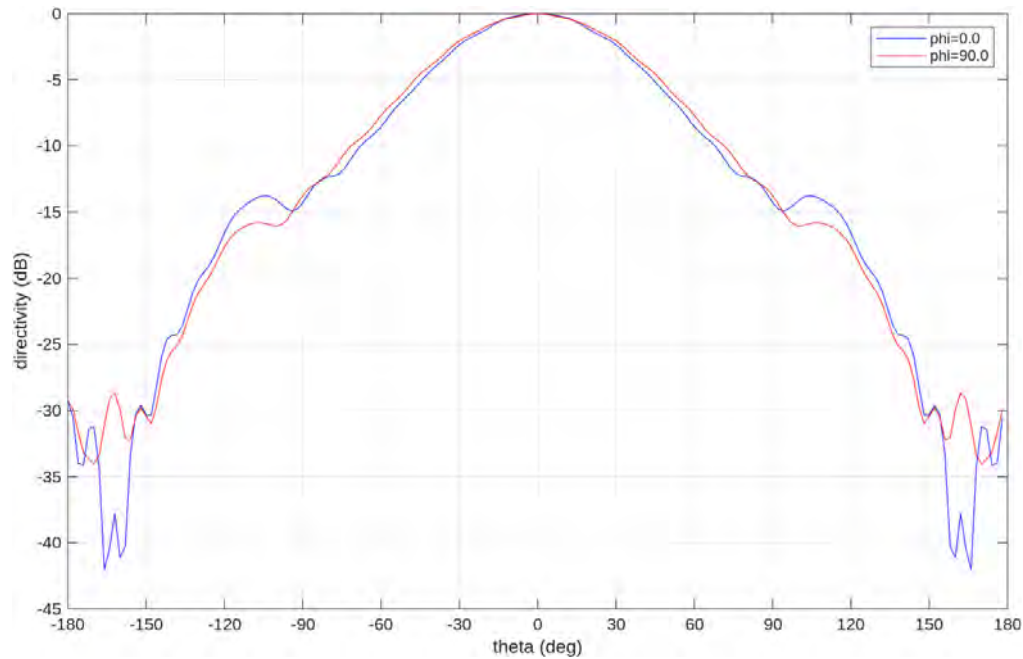


図-3 : 放射パターン - 設計例 - 2

(C) 2026, Yoshiyuki Takeyasu / JA6XKQ

略し、シミュレーション結果のみを列挙する。

設計例 - 2 について openEMS のシミュレーション・モデルを 図-1 に、図-1 のホーン部分を非表示としてアイリス部分を露出させたモデルを 図-2 に、放射パターンを 図-3 に、反射損失 (S11) を 図-4 にそれぞれ示す。

設計例 - 3 についてシミュレーション・モデルを 図-5 と 図-6 に、放射パターンを 図-7 に、反射損失 (S11) を 図-8 にそれぞれ示す。

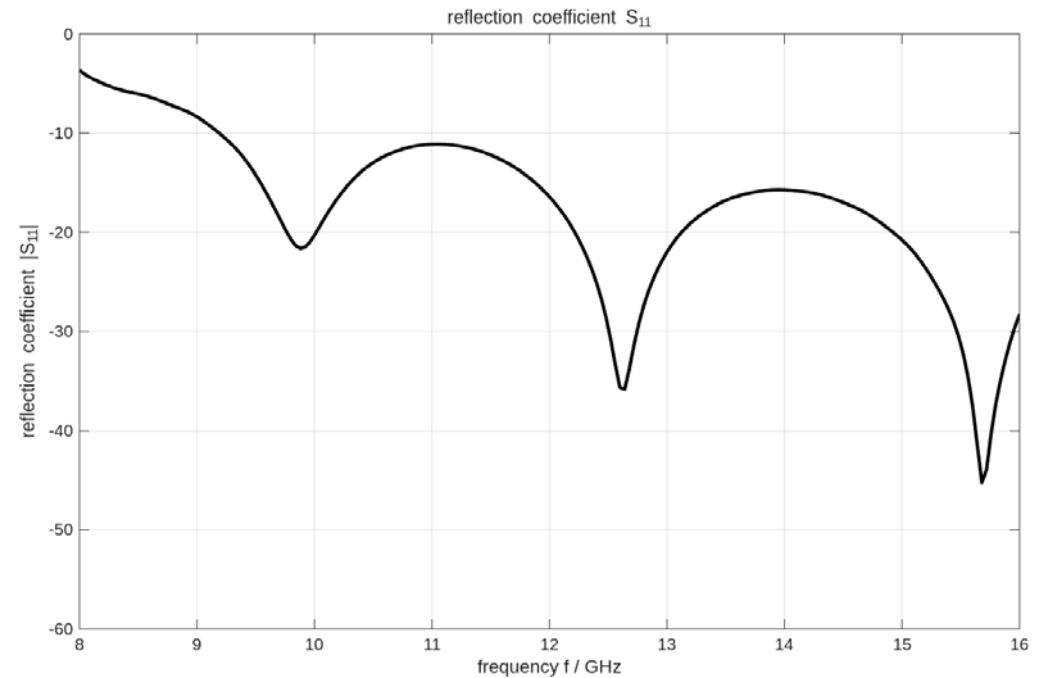


図-4 : 反射損失 (S11) - 設計例 - 2

(C) 2026, Yoshiyuki Takeyasu / JA6XKQ

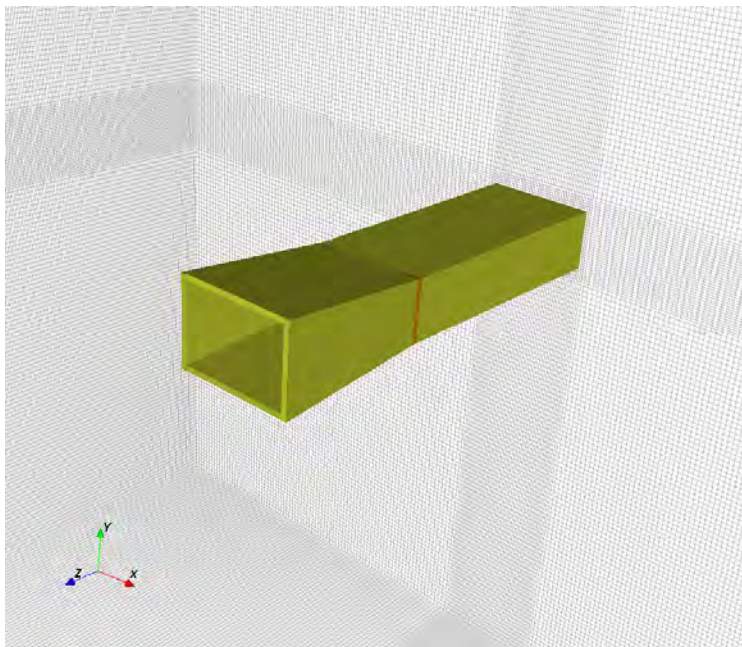


図-5 : 角錐ホーン・アンテナのシミュレーション・モデル - 設計例 - 3

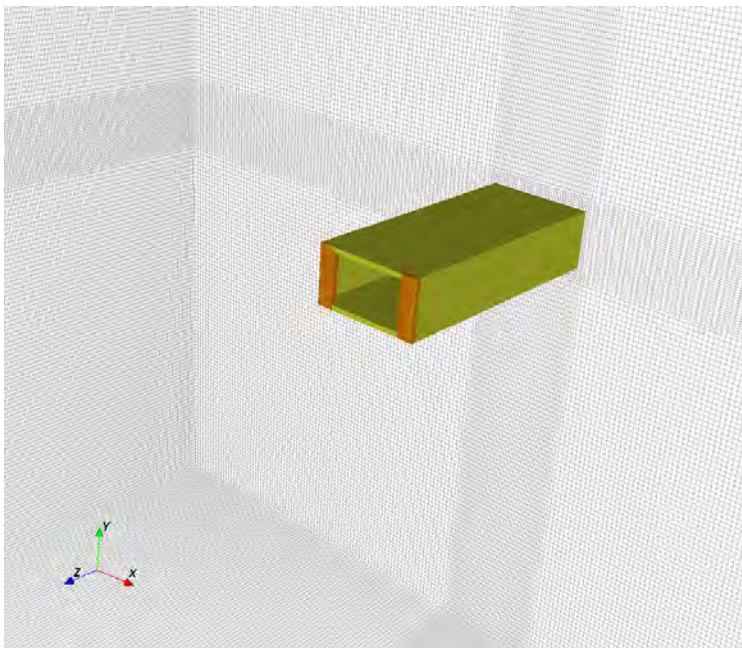


図-6 : 誘導性アイリス部 - 設計例 - 3

(C) 2026, Yoshiyuki Takeyasu / JA6XKQ

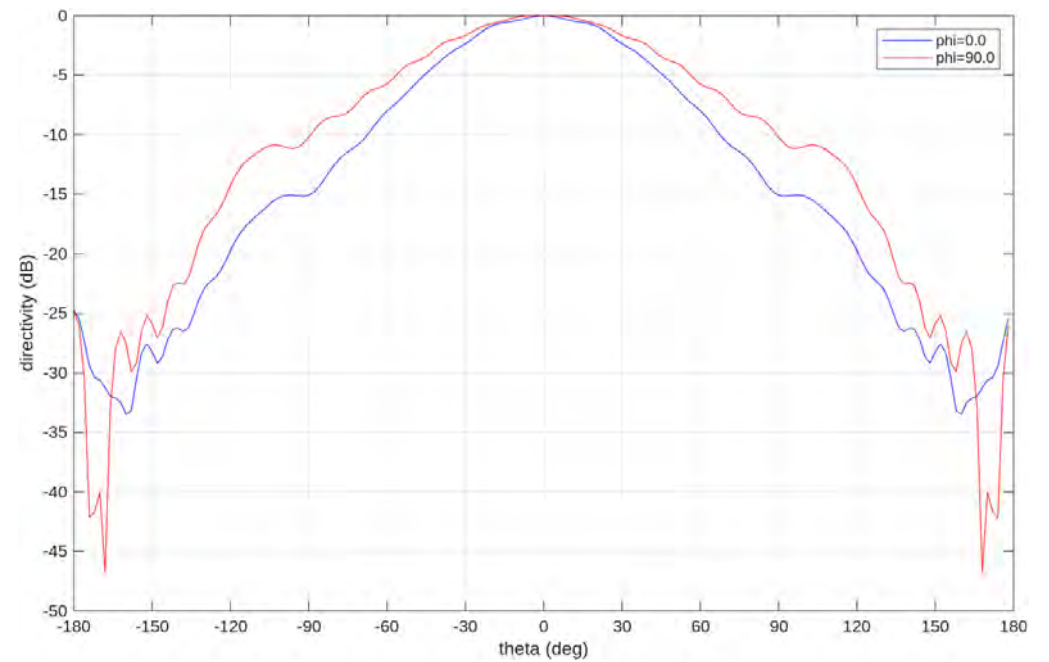


図-7 : 放射パターン - 設計例 - 3

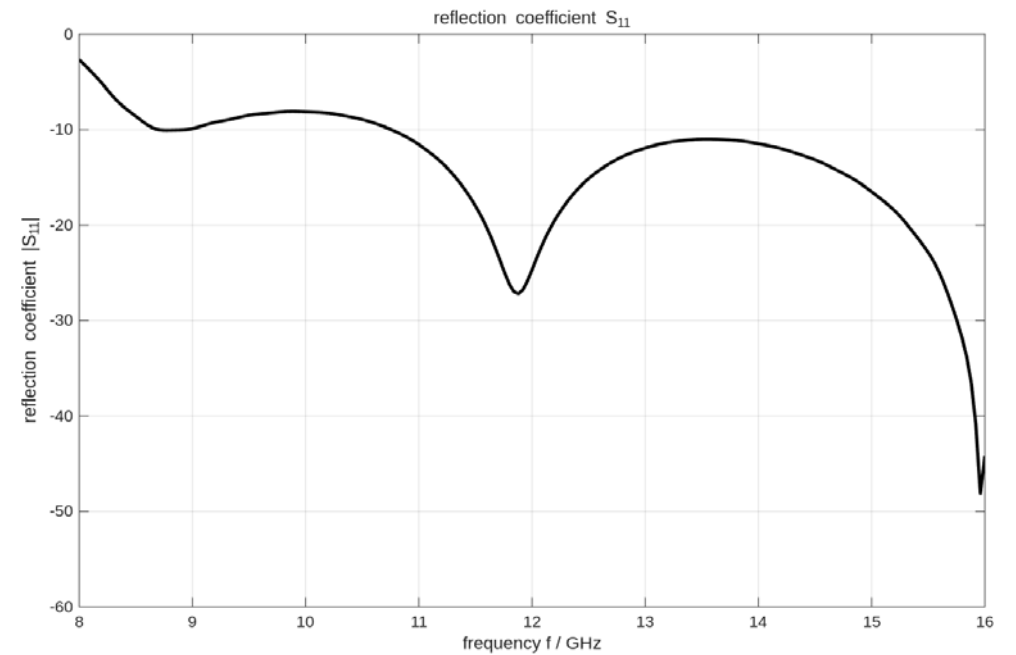


図-8 : 反射損失 (S11) - 設計例 - 3

(C) 2026, Yoshiyuki Takeyasu / JA6XKQ

考察

要求仕様の主眼である -10 dB 放射角度をシミュレーション結果の 図-3 および 図-7 から読取った値は次表のとおり。

設計例	E 面 (deg)	H 面 (deg)
2	± 68	± 72
3	± 68	± 89

いずれも要求仕様である ± 64 度よりも広い値となっている。設計例-3 では E 面と H 面の放射角度の不揃いが大きく、H 面照射のスピルオーバー (spill-over) のために、アンテナ効率が 設計例-2 よりも悪いと推定される。この観点から 設計例-3 を不採用とすることは妥当である。

反射損失 (S_{11}) をシミュレーション結果の 図-4 および 図-8 から読取った値は次表のとおり。

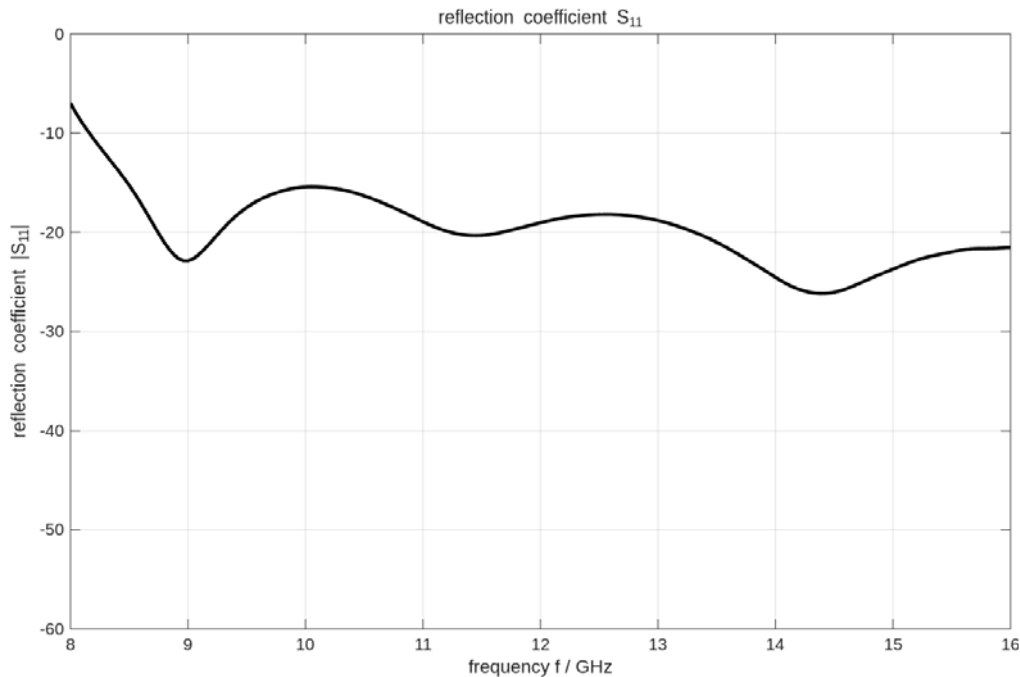


図-9 : 反射損失 (S_{11}) - 設計例 - 2 誘導性アイリス無し

設計例	(dB) @10.36 GHz	(dB) @10.45 GHz
2	-14.2	-13.5
3	-8.6	-8.8

いずれの設計例も、誘導性アイリスの効果により特定の周波数で反射損失 (S_{11}) が良い値となっているが、目的周波数帯とは合致していない。誘導性アイリスを目的周波数帯にチューニングすれば良いのだろうが、当初の方針である“合理的な手抜き” = “お手軽”にはできない。角錐ホーンの一般的な事例を見ると、誘導性アイリスで反射損失 (S_{11}) を補償している事例は少ないように思われる。では、誘導性アイリス無しでは特性はどのようなになるだろうか？

図-9 および 図-10 に 設計例-2 と 設計例-3 から誘導性アイリスを取り去った場合の反射損失 (S_{11}) のシミュレーション結果を示す。なお、放射パターンは、いずれの設計例においても、誘導性アイリスの有無で有意な相異がないので図示を省略する。図-9 および 図-10 から反射損失 (S_{11}) を読取った値は次表のとおり。

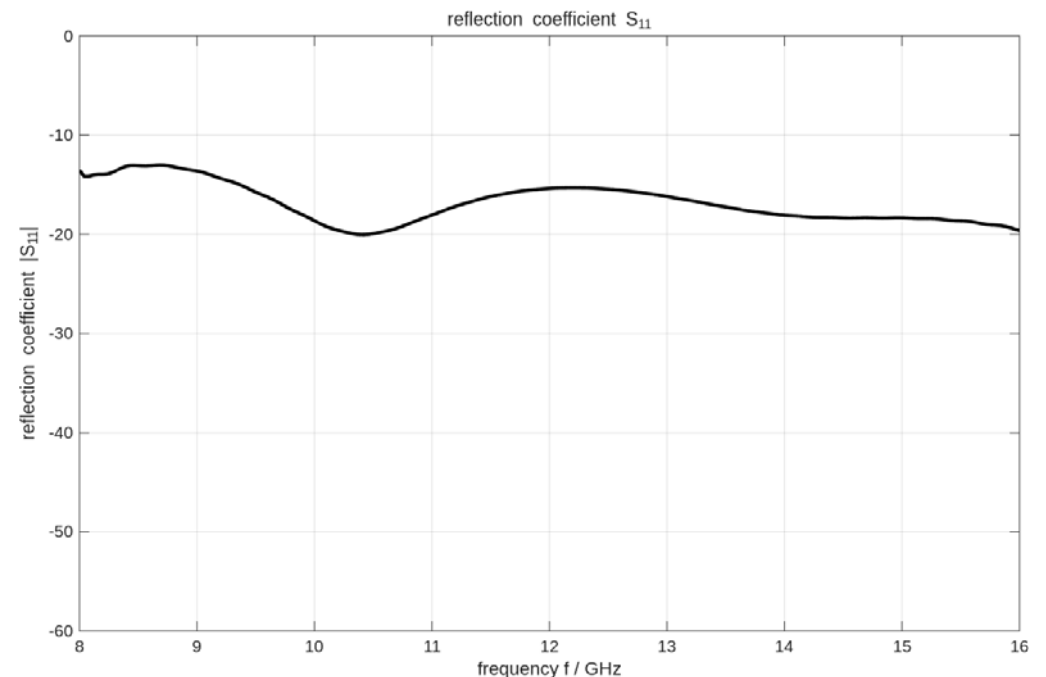


図-10 : 反射損失 (S_{11}) - 設計例 - 3 誘導性アイリス無し

設計例	(dB) @10.36 GHz	(dB) @10.45 GHz
2 (アイリス無し)	-15.8	-16.1
3 (アイリス無し)	-20.0	-20.0

目的周波数帯においては、アイリス有りよりも良好な特性を示しており、実用上問題のないマッチング特性と考えられる。

以上の考察結果から、**設計例-2** の誘導性アイリス無しを最終的に採用することとし、その位相特性 (Phase Center) を NEC2++ によるシミュレーションで求める [9]。NEC2++ のシミュレーション・モデルを 図-11 に、放射パターン(振幅)を 図-12 に、放射パターンの位相特性を 図-13 にそれぞれ示す。シミュレーション・モデルは、厚みの無い完全導体 (PEC = Perfect Electrical Conductor) による Surface Patch で構成されている。図-13 は、開口面を位相の基準点としたもので、この特性から位相中心 (Phase Center) を計算する。

放射パターンについて 図-3 と 図-12 を比較すると、シミュレーション手法が異なる openEMS と NEC2++ においてメインローブ (-10 dB 放射角度) には下表に示すように良

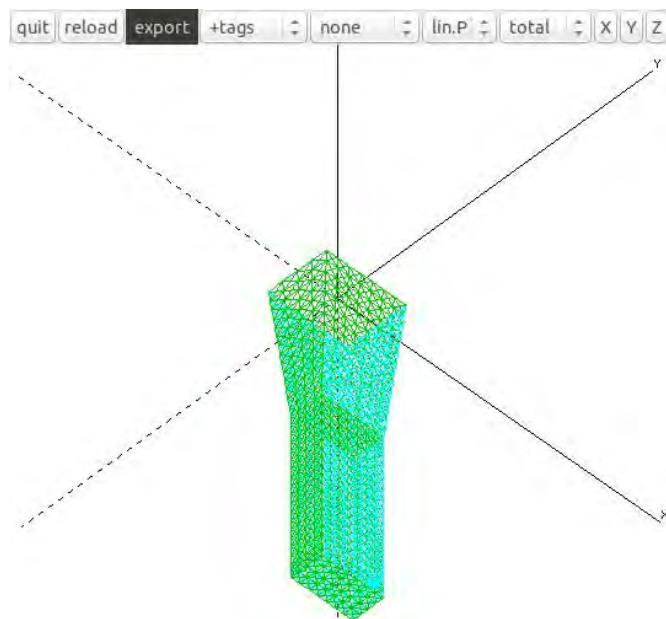


図-11 : NEC2++ のシミュレーション・モデル - 設計例 - 2 アイリス無し

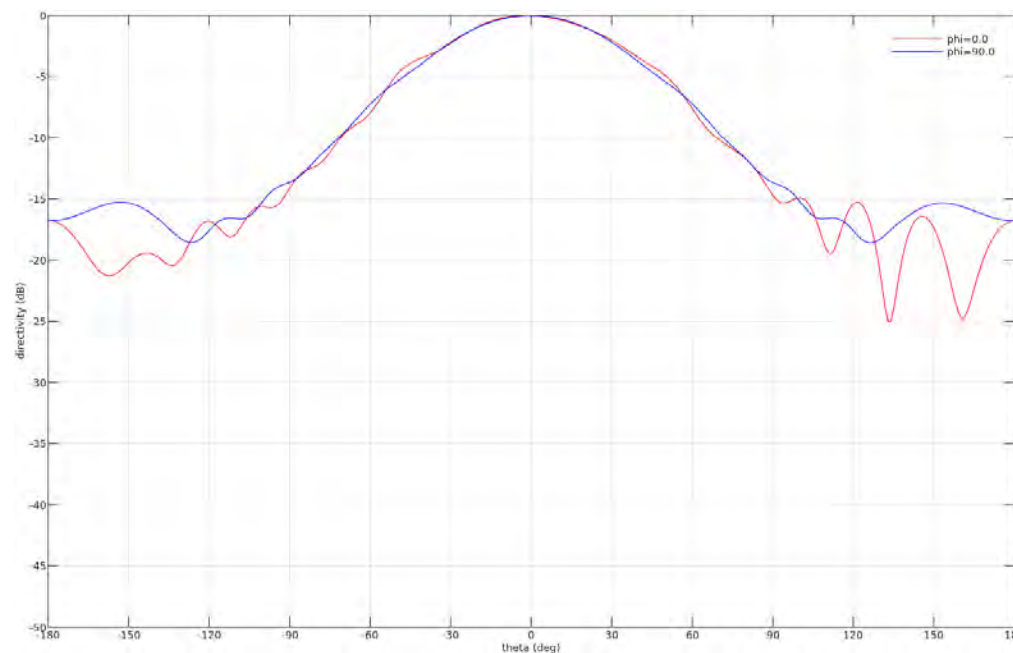


図-12 : NEC2++ による放射パターン - 設計例 - 2

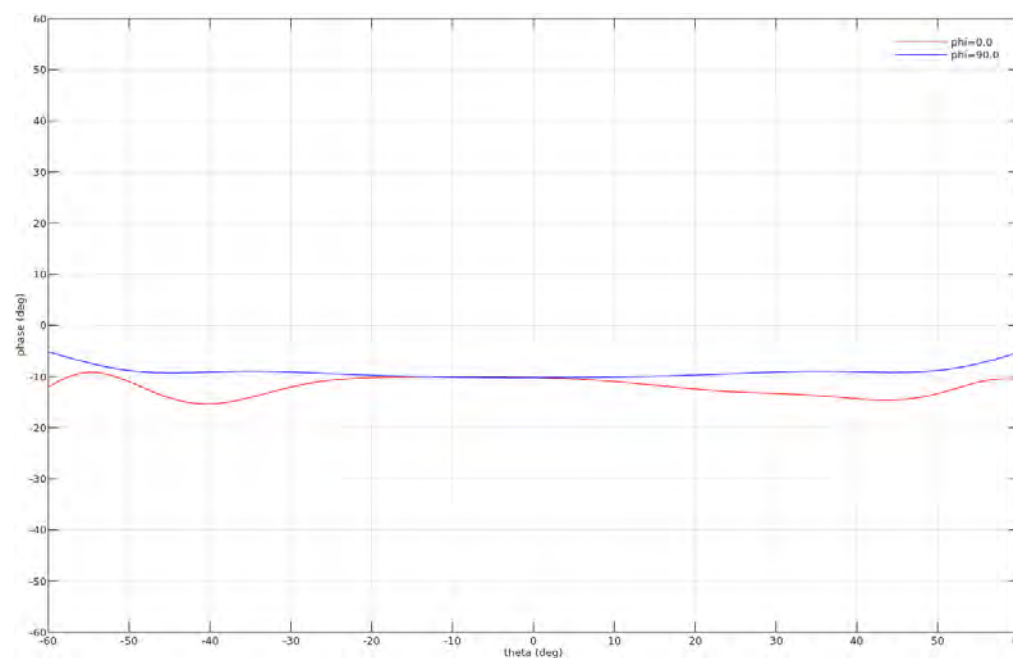


図-13 : 放射パターンの位相特性 - 設計例 - 2

い相関が認められる。バックローブの相異は、openEMS ではホーンを厚みのある PEC でモデル化しているが、NEC2++ では厚みの無い PEC としているために、両者でのホーン開口での回折シミュレーションの違いに起因すると推定される。

設計例-2	E 面 (deg)	H 面 (deg)
openEMS	± 68	± 72
NEC2++	± 69	± 72

位相中心 (Phase Center) をメインローブ内 ±60 度の位相特性 図-13 から [7] で用いた手法で計算した結果は次のとおり。表中の “+” は計算の基準面としたホーン開口面よりも外側に, “-” はホーン開口面よりも内側に位相中心が位置することを示す。

E 面 (mm)	H 面 (mm)	平均 (mm)
+1.5	-0.5	+0.5

上述の位相中心の計算値は、[9] での検証に示すように重大な誤りはないと考える。ここでは、確認として AI に質問してみる。「誘導性アイリス無しの 設計例-2 の位相中心 (Phase Center) の近似値は幾らか？」との質問に対して、次のような回答を得た。

AI コメント要約:

- ピラミッド型ホーンアンテナの幾何学的な位相中心は、ホーンが広がり始める「仮想頂点 (Virtual Apex)」の位置に相当する。
- ホーンの物理的なスロート(喉元)ではなく、側面の傾斜をそのまま延長して交わる点が位相中心となる。
- ホーンの広がりが緩やかである(位相誤差が小さい)場合、この仮想頂点がそのまま電氣的な位相中心とみなせる。
- E面 位相中心: 開口面から後方へ 約 83.9 mm
- H面 位相中心: 開口面から後方へ 約 179.8 mm

AI は電磁界シミュレータを実行している訳ではなく、“幾何学的な位相中心” というアプローチを用いて近似値を提示した。しかし、この種のホーンの一般的な位相中心の値とも、また、前述のシミュレーションとも大きく異なるので、「幾何学的なアプローチで求めた位相中心(開口面より後方)と FDTD 等の電磁界シミュレータで求めた位相中心(ほぼ開口面)では乖離がある。その主な理由は何か？」と疑問を呈してみた。この疑問に対して、次のような前言訂正の回答を出してきた。

AI コメント要約:

- シミュレータの結果(開口面付近)を正とする。

- 幾何学的計算: あくまで「波長に対して十分に大きなホーン(高利得ホーン)」のための近似式であり、今回の小型ホーンには適用限界を超えている。
- 物理的実態: 今回の寸法は「少し広がった導波管」に過ぎないため、電波は開口面という「穴」から回折して広がっている。したがって、位相中心は開口面(あるいは開口面からわずかに内側)に位置するのが物理的に妥当。
- 波長に対して開口が小さい場合、電波はホーン内部で徐々に広がる球面波として成長する前に開口端に到達してしまい、**「開口面の不連続部(エッジ)から回折して広がる」**という挙動が支配的になる。結果として、位相の原点(波紋の中心)は開口面付近に留まる。

“幾何学的” アプローチを採用するにあたって、「幾何学的なアプローチ(光線近似)が有効なのは、開口径が波長よりも十分に大きい場合(通常は数波長以上)」という前提条件を AI が本件に適用しなかったことが誤回答の主要因であることを示している。この回答により、前述のシミュレーションで得た位相中心の位置が正しいことが確認できた。

AI の回答に「今回の寸法は「少し広がった導波管」に過ぎない」とあるので、参考として、ホーンが無い WR-75 導波管単体での放射パターンと FUBR-120 フランジ付き導波管の放射パターンについて、openEMS によるシミュレーション結果を 図-14 および 図-15 にそれぞれ示す。今回想定している LNB の入力 は FUBR-120 フランジ相当なので、ホー

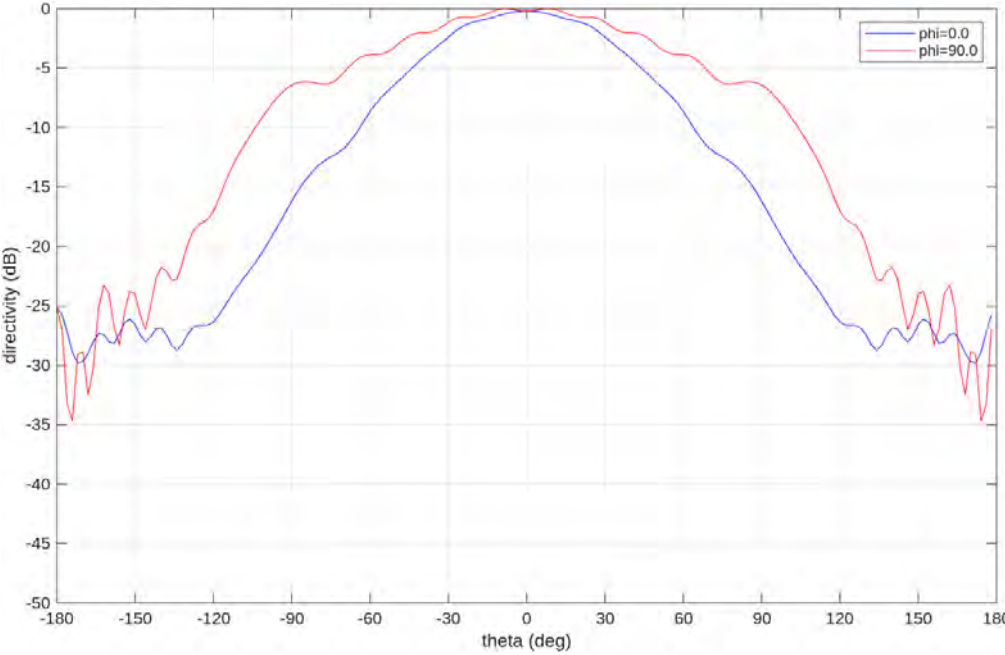


図-14 : 放射パターン - WR-75 導波管単体

ン無しでの LNB 単体でフィードとして使えるかを見てみた。いずれも、E 面の -10 dB 放射角度はパラボラ反射板とマッチしているが、H 面の放射角度が広すぎる事が判る。

まとめ

10 GHz 帯の WR-75 導波管をインターフェースとする角錐ホーン・アンテナを、無料で利用できる汎用 AI で設計し、その特性をシミュレーションで確認した。その特性は所期の特性を完全に満足するものではないが、実用には問題のないレベルであることが確認できた。完璧を期すにはこの設計を初期値として、シミュレーションによる最適化が必要と考える。

//
☆

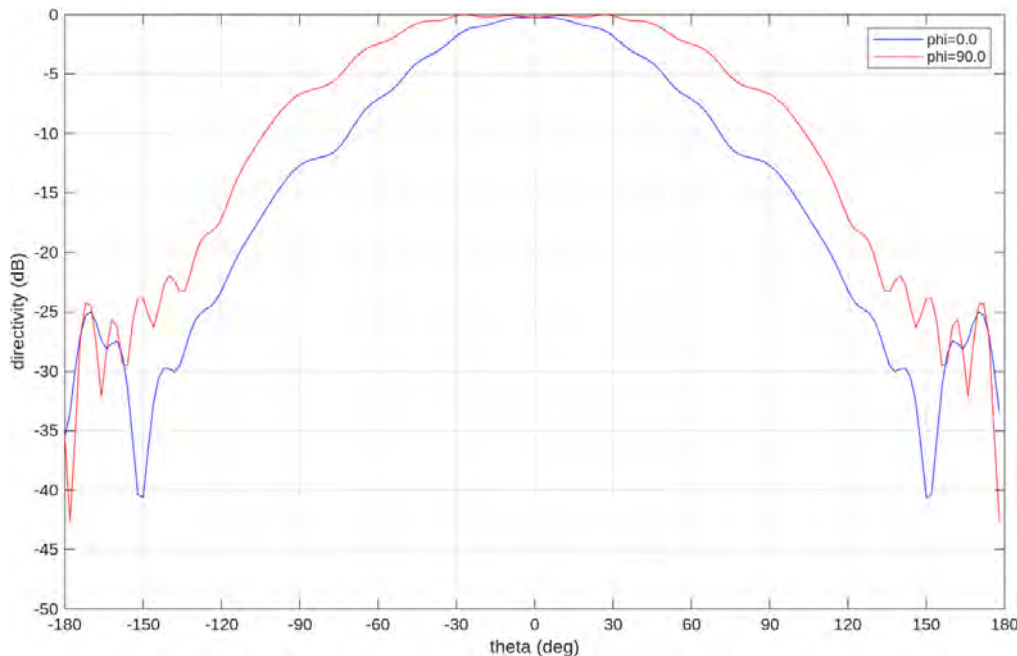


図-15 : 放射パターン - FUBR-120 フランジ付き導波管

参考文献

- [1] 追い星, “EME にチャレンジ,” 2025.09.23.
<https://samy9900.livedoor.blog/archives/29466074.html>
- [2] Bob Atkins, KA1GT, “The Solar Cooker dish – A low cost, lightweight, portable dish for 23cm to 3cm EME,” 2025.
https://bobatkins.com/radio/150cm_EME_dish.html
- [3] Gene P. Shea, KB7Q, “1.5M Solar Cooker Conversion for EME – Part I,” August 22, 2025,
<https://kb7qgrid.blogspot.com/2025/08/15m-solar-cooker-conversion-for-eme.html>
- [4] Google Gemini.
<https://gemini.google.com/>
- [5] Thorsten Liebig, openEMS – Open Electromagnetic Field Solver, General and Theoretical Electrical Engineering (ATE), University of Duisburg-Essen
<https://www.openems.de/>
- [6] Timothy C.A. Molteno, “NEC2++: An NEC-2 compatible Numerical Electromagnetics Code,” Electronics Technical Reports No. 2014-3, ISSN 1172-496X, October 2014.
<https://github.com/tmolteno/necpp>
- [7] 武安義幸, JA6XKQ, “openEMS によるマルチ・モード・ホーンのシミュレーション,” 2019.
http://www.terra.dti.ne.jp/~takeyasu/openEMS_PSO_1.pdf
- [8] 武安義幸, JA6XKQ, “NEC2++ によるホーン・アンテナのシミュレーション,” 2011.
<http://www.terra.dti.ne.jp/~takeyasu/Nec2pp3SecHorn.pdf>
- [9] 武安義幸, JA6XKQ, “ホーン・アンテナの位相中心,” 2015.
http://www.terra.dti.ne.jp/~takeyasu/Nec2ppPhaseCenter_1.pdf