

فهرست

3	فهرست اشکال
6	چکیده
7	بخش اول
8	بخش دوم
12	بخش سوم
13	بخش چهارم
19	بخش پنجم
20	بخش ششم
20	خم نود درجه در صفحه E
26	خم نود درجه در صفحه H
30	بخش هفتم
36	بخش هشتم
43	ضمیمه اول
49	ضمیمه دوم

فهرست اشکال

6.....	شكل 1- موجبر wr112
6.....	شكل 2- موجبر های wr112
8.....	شكل 3- شبیه سازی موجبر wr112
8.....	شكل 4- شبیه سازی موجبر wr112
9.....	شكل 5 - میدان الکتریکی سطح موجبر
9.....	شكل 6- میدان مغناطیسی سطح موجبر
9.....	شكل 7- جریان سطحی موجبر
10.....	شكل 8- نمودار αc بر حسب فرکانس
11.....	شكل 9- میزان تلفات بر واحد طول بر حسب فرکانس
12.....	شكل 10- نمودار αc بر حسب تغییرات b
13.....	شكل 11- موجبر tallguide
14.....	شكل 12- میدان الکتریکی سطح موجبر
14.....	شكل 13- میدان مغناطیسی سطح موجبر
15.....	شكل 14- جریان سطحی موجبر
15.....	شكل 15 - میدان الکتریکی داخل موجبر
16.....	شكل 16- میدان مغناطیسی داخل موجبر
16.....	شكل 17- میدان الکتریکی داخل موجبر
17.....	شكل 18- نمودار β بر حسب تغییرات فرکانس
20.....	شكل 19- خم 90 درجه در صفحه E
21.....	شكل 20- نمودار S21 برای خم 90 درجه در صفحه E
21.....	شكل 21- خم 90 درجه در صفحه E متصل شده به دو موجبر tallguide

- شکل 22- خم 90 درجه در صفحه E متصل شده به دو موجبر tallguide 22
- شکل 23 - شکل 24- نمودار S21 برای خم 90 درجه در صفحه E متصل شده به دو موجبر tallguide 22
- شکل 25-شکل میدان الکتریکی برای خم 90 درجه در صفحه E متصل شده به دو موجبر tallguide 23
- شکل 26-شکل میدان الکتریکی برای خم 90 درجه در صفحه E متصل شده به دو موجبر tallguide در دهانه موجبر 23
- شکل 27- شکل میدان الکتریکی برای خم 90 درجه در صفحه E متصل شده به دو موجبر tallguide در دهانه موجبر 24
- شکل 28- شکل میدان الکتریکی برای خم 90 درجه در صفحه E متصل شده به دو موجبر tallguide در دهانه موجبر 24
- شکل 29- شکل میدان مغناطیسی برای خم 90 درجه در صفحه E متصل شده به دو موجبر tallguide در داخل موجبر 25
- شکل 30- شکل میدان مغناطیسی برای خم 90 درجه در صفحه E متصل شده به دو موجبر tallguide در دهانه موجبر 25
- شکل 31- خم 90 درجه در صفحه H 26
- شکل 32 - شکل میدان الکتریکی برای خم 90 درجه در صفحه H در دهانه موجبر 27
- شکل 33- شکل میدان H برای خم 90 درجه در صفحه H در دهانه موجبر 27
- شکل 34- شکل میدان H برای خم 90 درجه در صفحه H در داخل موجبر 28
- شکل 35- شکل میدان الکتریکی برای خم 90 درجه در صفحه H در داخل موجبر 28
- شکل 36 - نمودار S21 بر حسب شعاع خم 29
- شکل 37- موجبر twist 30
- شکل 38- نمودار S21 بر حسب طول موجبر twist 30
- شکل 39- نمودار S21 بر حسب طول موجبر twist 31
- شکل 40- میدان مغناطیسی و جریان سطحی موجبر twist 31
- شکل 41 - میدان الکتریکی و میدان مغناطیسی در موجبر twist 32
- شکل 42 - اتصال خم 90 درجه در صفحه H و twist 33

- شکل 43- نمودار S21 بر حسب طول twist 33
- شکل 44 - میدان الکتریکی و مغناطیسی در اتصال خم و twist 34
- شکل 45 - میدان الکتریکی و مغناطیسی در اتصال خم و twist 35
- شکل 46- اتصال موجبر WR112 و موجبر tallguide 36
- شکل 47 - میدان الکتریکی و میدان مغناطیسی در اتصال موجبر WR112 و موجبر tallguide با ابعاد 3 برابر 37
- شکل 48- نمودار S21 در اتصال موجبر WR112 و موجبر tallguide با ابعاد 3 برابر 37
- شکل 49- میدان الکتریکی و میدان مغناطیسی در اتصال موجبر WR112 و موجبر tallguide با ابعاد 2.2 برابر 38
- شکل 50- شکل 51- نمودار S21 در اتصال موجبر WR112 و موجبر tallguide با ابعاد 2.2 برابر 39
- شکل 52- ساختار گذار از موجبر استاندارد به tallguide و دوباره از tallguide به موجبر استاندارد 39
- شکل 53- نمودار S21 در ساختار گذار از موجبر استاندارد به tallguide و دوباره از tallguide به موجبر استاندارد 40
- شکل 54- میدان الکتریکی و مغناطیسی در ساختار گذار از موجبر استاندارد به tallguide و دوباره از tallguide به موجبر استاندارد 40
- شکل 55- میدان الکتریکی و مغناطیسی در ساختار گذار از موجبر استاندارد به tallguide و دوباره از tallguide به موجبر استاندارد 41

چکیده

در این پروژه به بررسی موجبر استاندارد WR112 پرداخته و با استفاده از آن و با سه برابر کردن یکی ابعاد از ابعاد یک tallguide را شبیه سازی می کنیم. سپس کاربردهای مختلف آن را بررسی نموده و اتصال آن به موجبر استاندارد را بررسی می کنیم. هم چنین ایجاد خم نو درجه و twist در موجبر نیز بررسی، تحلیل و شبیه سازی می گردد.



شکل 1- موجبر WR112

WR-112 Waveguides



شکل 2- موجبر های WR112

بخش اول

طريقه به دست آوردن ضریب تلف در ضمیمه اول این گزارش به پیوست تقدیم می گردد. حال به مقایسه ضریب تلف به دست آمده از نرم افزار HFSS و مقدار به دست آمده از روابط تحلیلی می پردازیم.

$$\alpha_c = \frac{P_\ell}{2P_{10}} = \frac{2\pi^2 R_s(b + a/2 + \beta^2 a^3 / 2\pi^2)}{\omega \mu a^3 b \beta}$$
$$= \frac{R_s}{a^3 b \beta k \eta} (2b\pi^2 + a^3 k^2) \text{ Np/m.}$$

$$R_s = \frac{1}{\sigma \delta} = \sqrt{\frac{w\mu}{2\sigma}} = \sqrt{\frac{2\pi \times 8.5 \times 10^9 \times 4\pi \times 10^{-7}}{2 \times 5.96 \times 10^7}} = 0.02372 \Omega$$

$$\beta_{TE10} = \sqrt{4\pi^2 \times 8.5^2 \times 10^{18} \times \frac{1}{9 \times 10^{16}} - \frac{\pi^2}{28.5^2 \times 10^{-6}}} = 139.79 \text{ rad/m}$$

$$k = w\sqrt{\mu\epsilon} = 2 \times \pi \times 8.5 \times 10^9 \times \frac{1}{3 \times 10^8} = 1513.2 \text{ rad/m}$$

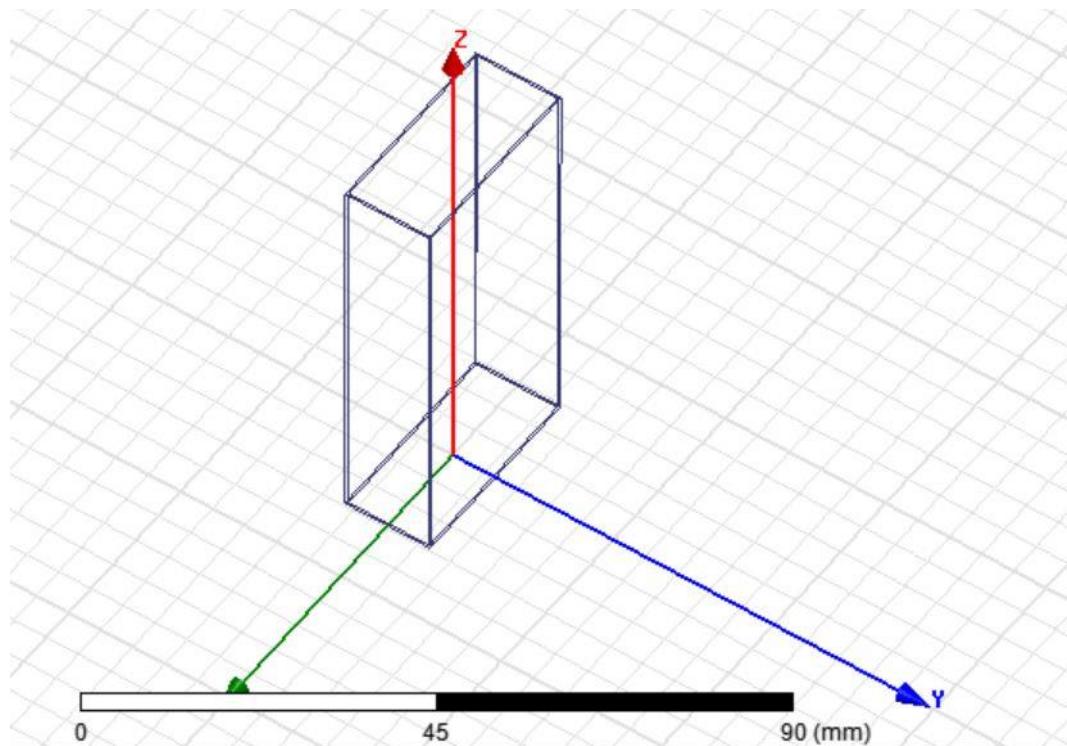
$$\eta = 377 \Omega \Rightarrow$$

$$\alpha_c = 0.0542$$

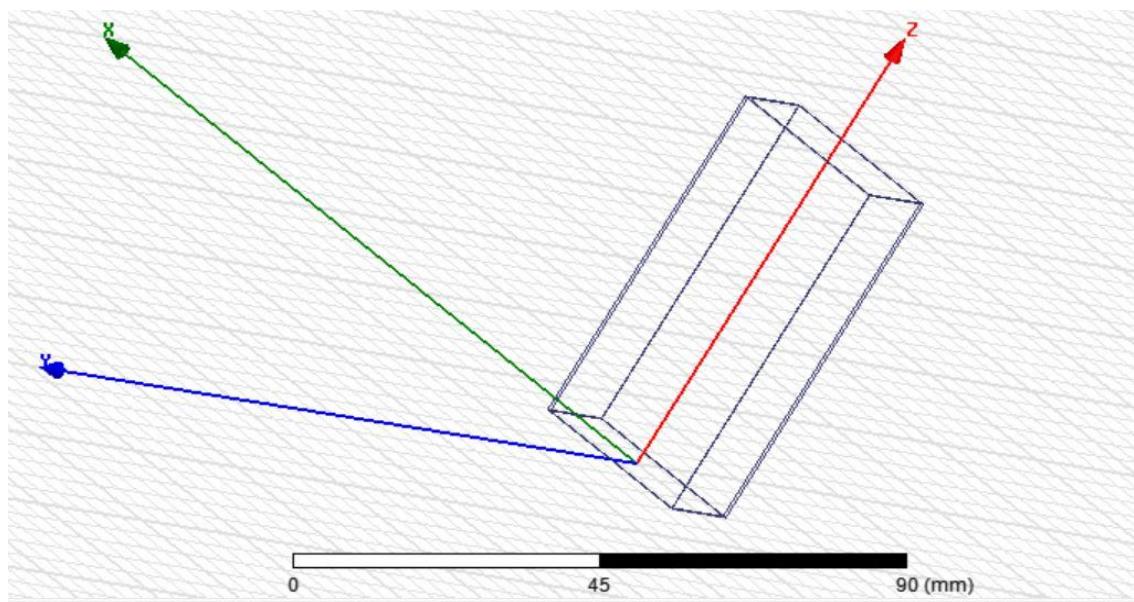
بخش دوم

موجبر WR112 ، موجبر استانداردی است با ابعاد $a \times b$ ($a > b$) که ابعاد آن برابر با مفادیر زیر است:

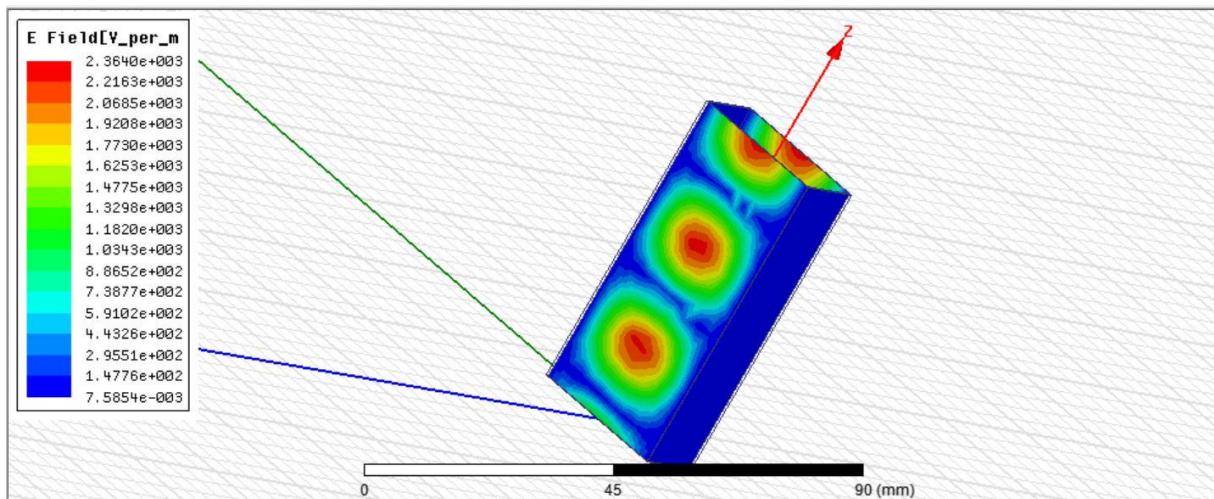
$$a = 28.5 \text{ mm} , b = 12.62 \text{ mm}$$



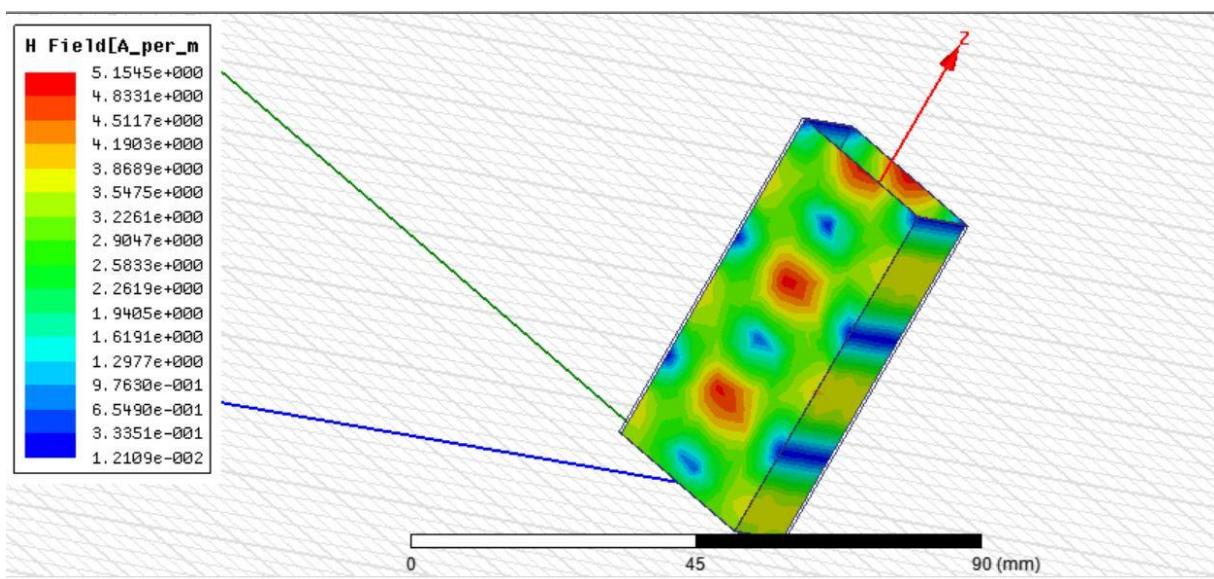
شکل 3- شبیه سازی موجبر wr112



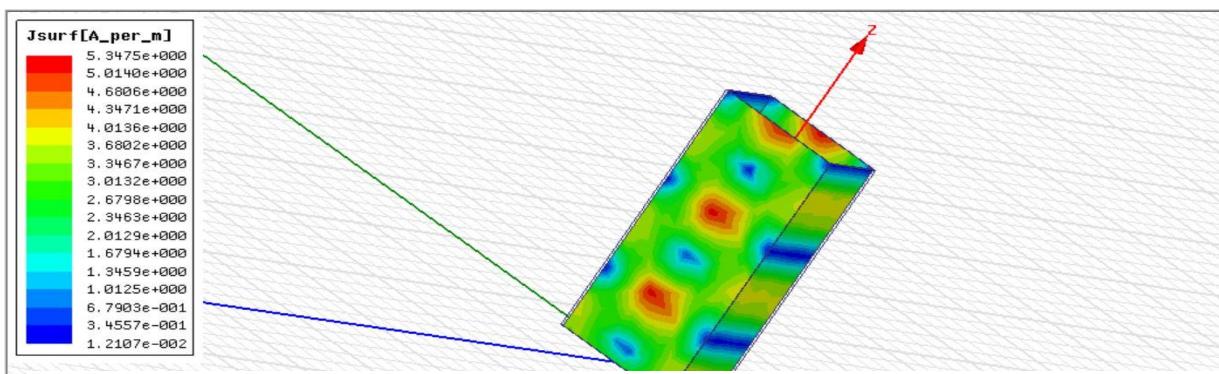
شکل 4- شبیه سازی موجبر wr112



شكل 5 - میدان الکتریکی سطح موجبر

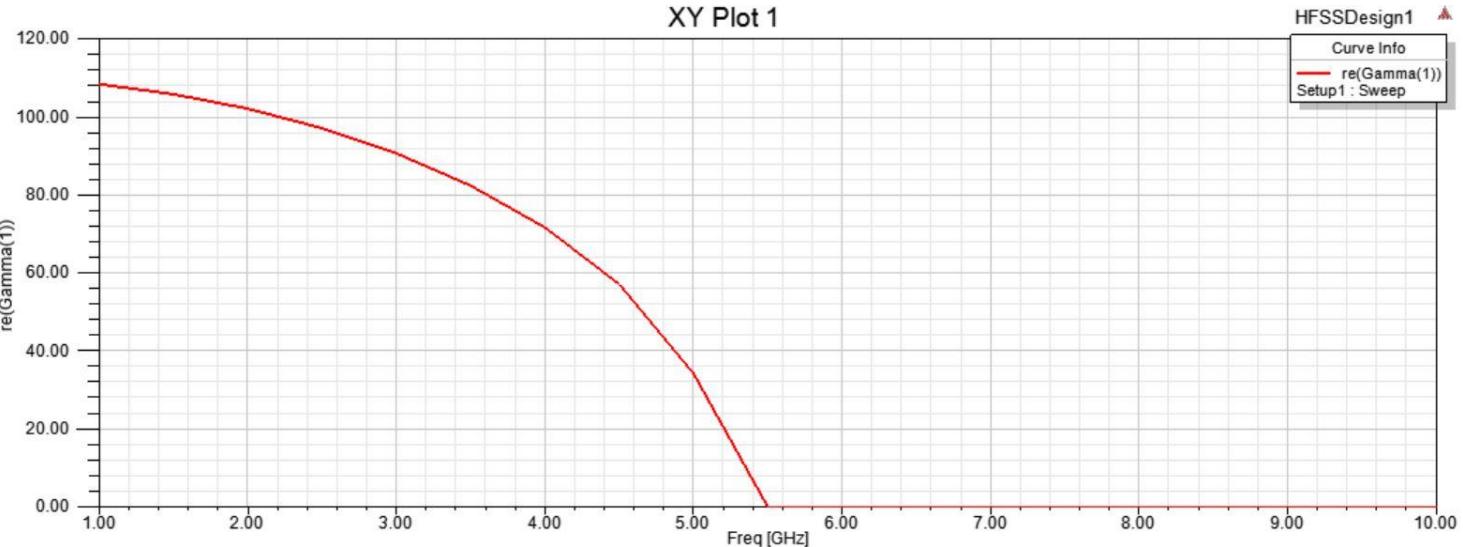


شكل 6-میدان مغناطیسی سطح موجبر



شكل 7-جریان سطحی موجبر

موجبر WR112 را در نرم افزار HFSS شبیه سازی می کنیم (مانند شکل زیر). با گذاشتن پورت ، مود TE10 را تحریک می کنیم. با سوییپ فرکانس نمودار قسمت حقیقی گاما که همان میزان تضعیف موج (α_c) است را بحسب فرکانس رسم می کنیم:



شکل 8- نمودار α_c بر حسب فرکانس

همانطور که می بینیم قبل از فرکانس قطع مود TE10 میزان تلفات بر واحد طول زیاد است. پس از فرکانس قطع این مقدار به شدت کم شده و برای این که مقدار دقیق آن را به دست آوریم از جدول داده های خروجی کمک می گیریم که به صورت زیر است:

	Freq [GHz]	Gamma(1) Setup1 : Sweep
3	2.000000	101.943747 + 0.007187i
4	2.500000	96.975519 + 0.007291i
5	3.000000	90.533438 + 0.007768i
6	3.500000	82.272093 + 0.008682i
7	4.000000	71.564242 + 0.010289i
8	4.500000	57.048564 + 0.013446i
9	5.000000	34.175931 + 0.023555i
10	5.500000	0.025164 + 33.737104i
11	6.000000	0.014839 + 60.531115i
12	6.500000	0.011893 + 80.059213i
13	7.000000	0.010435 + 96.822395i
14	7.500000	0.009569 + 112.068331i
15	8.000000	0.009007 + 126.347461i
16	8.500000	0.008624 + 139.956015i
17	9.000000	0.008356 + 153.072943i
18	9.500000	0.008166 + 165.814956i
19	10.000000	0.008033 + 178.262468i

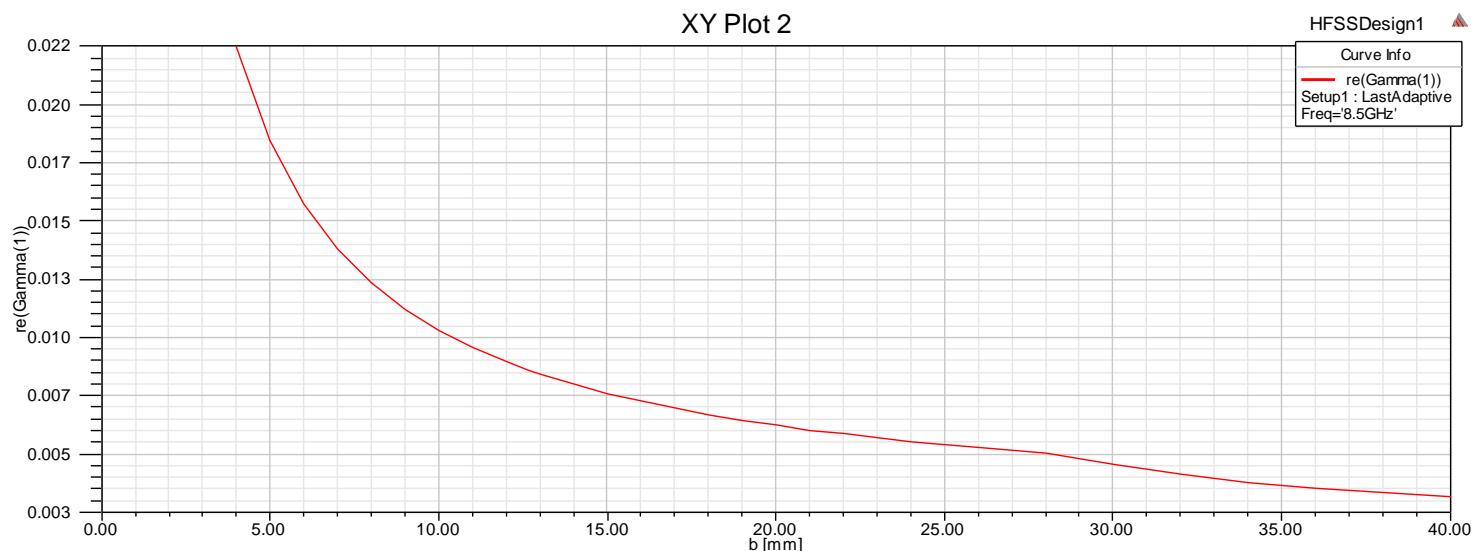
شکل 9- میزان تلفات بر واحد طول بر حسب فرکانس

در صورت پژوهه آمده است که میزان تلفات بر واحد طول در فرکانس مرکزی کار موجبر استاندارد بررسی گردد. فرکانس کار موجبر بین 7 تا 10 گیگا هرتز است. بنابراین فرکانس مرکزی کار آن حدود 8.5 گیگا هرتز است. همانطور که مشاهده می شود میزان تلفات بر واحد طول در فرکانس 8.5 گیگا هرتز تقریبا 0.0086 می باشد.

بخش سوم

حال در این قسمت با ثابت نگه داشتن a و تغییر b اثر آن را بر کاهش تلفات موجبر مشاهده می کنیم. با پارامتر تعریف

کردن b و سوییپ کردن آن نمودار زیر را به دست می آوریم:

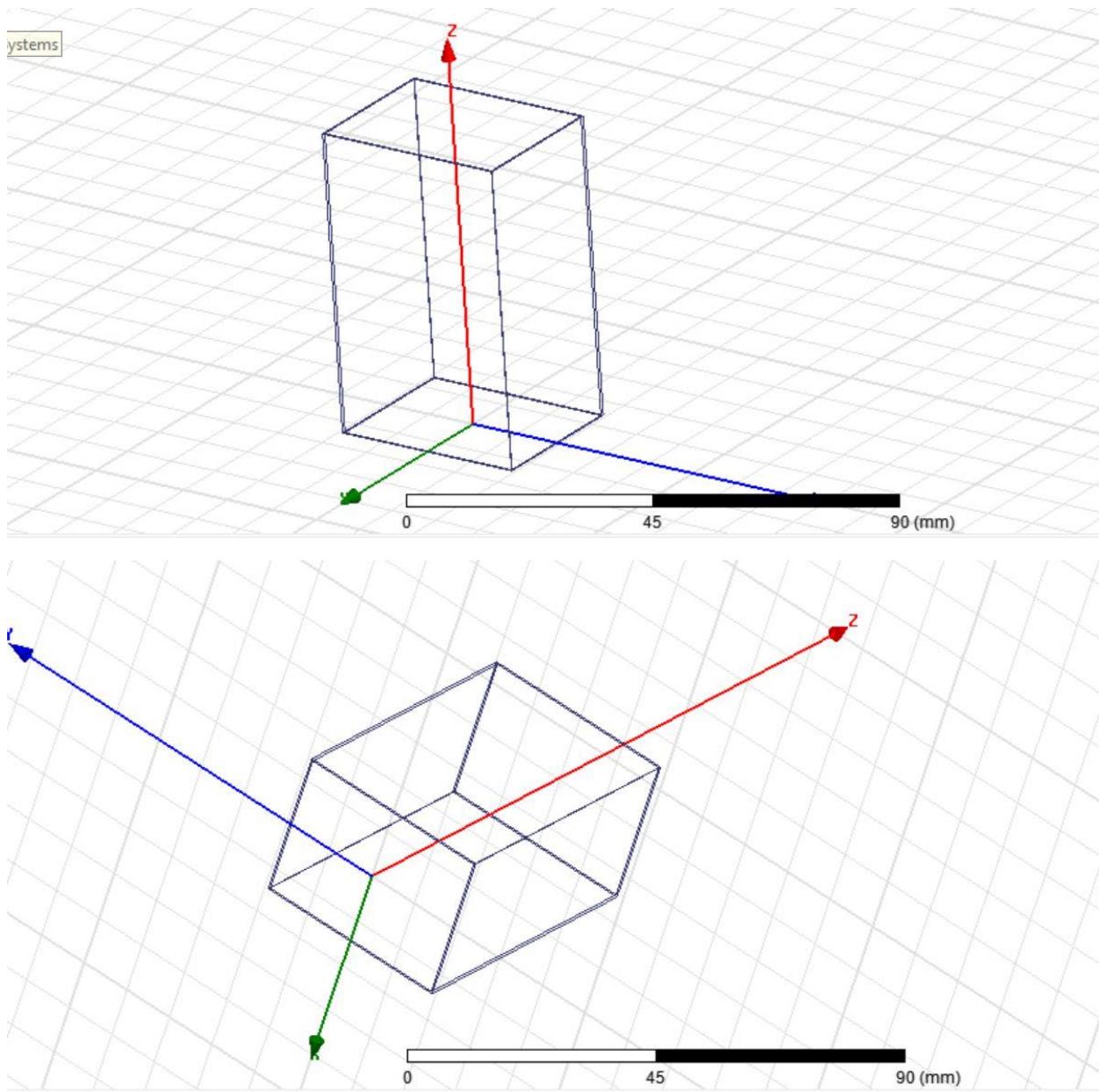


شکل 10 = نمودار α_C بر حسب تغییرات b

همانطور که می بینیم با افزایش b مقدار تلفات بر واحد طول به شدت کم می شود. در $b=12.62$ مقدار α_C تقریباً برابر با 0.008 است با زیاد شدن b تلفات کم شده و با سه برابر شدن b تقریباً به 0.003 می رسد. هدف اصلی موجبر های tallguide هم افزایش b برای کاهش تلفات است.

بخش چهارم

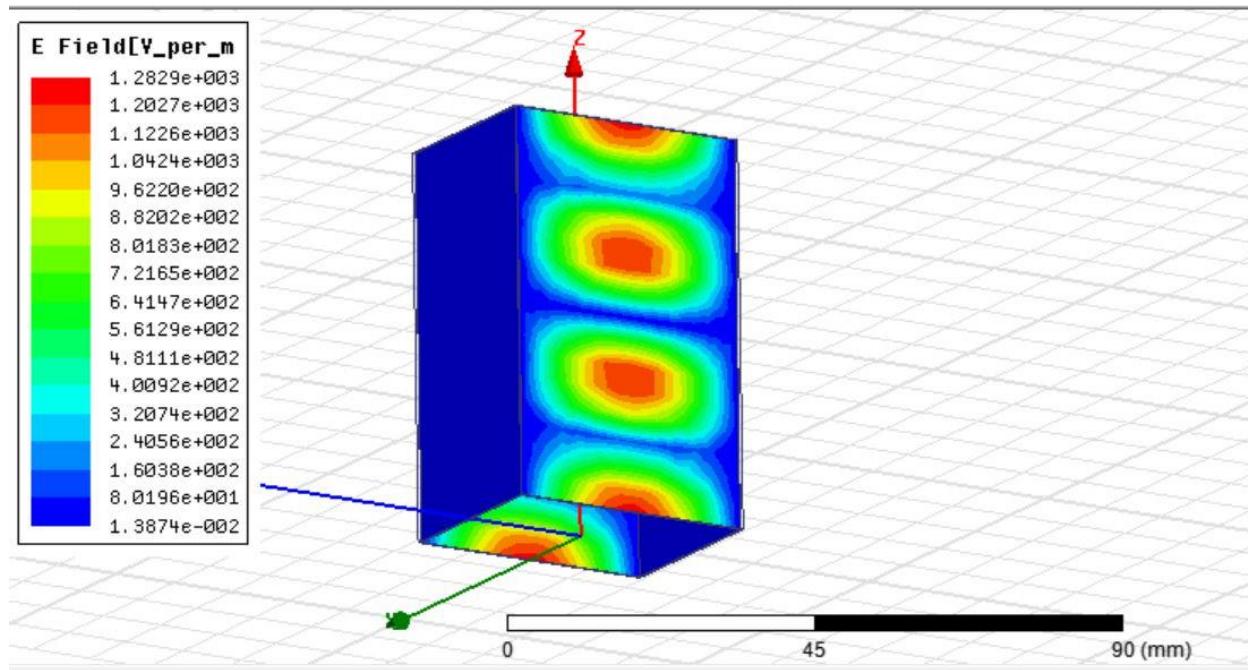
موجبر استاندارد را با سه برابر کردن b به صورت زیر تغییر می دهیم (مطابق شکل)



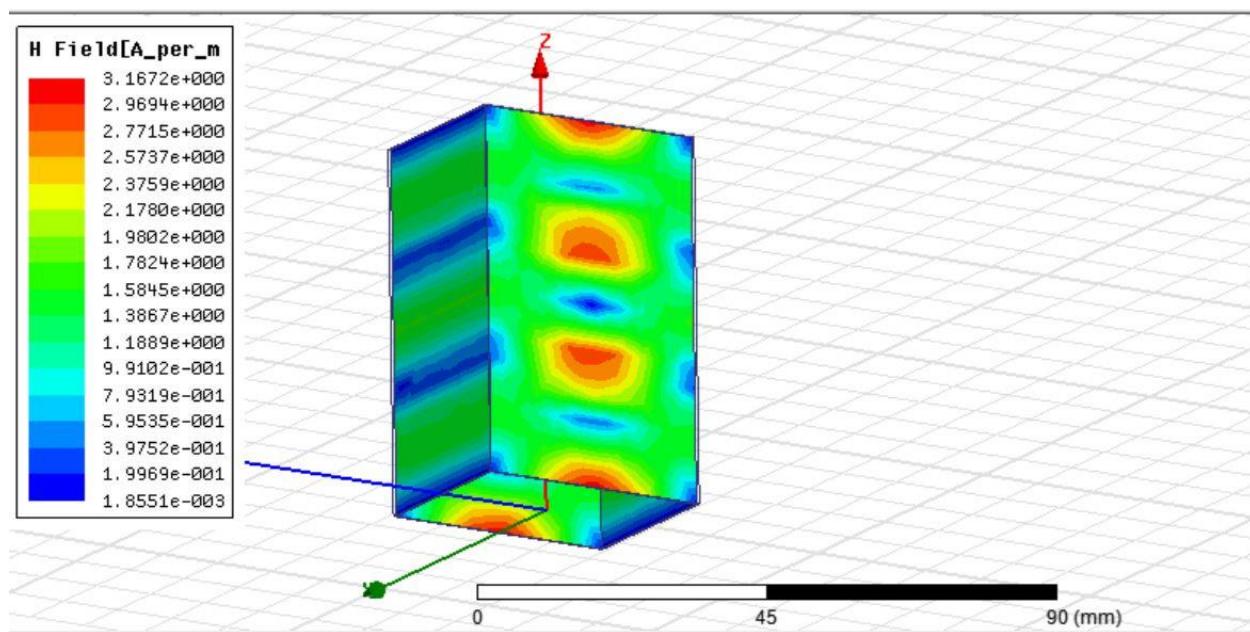
شکل 11- موجبر

فرکانس کار را نیز همان فرکانس مرکزی موجبر یعنی ۸.۵ گیگا هرتز در نظر می گیریم.

شکل میدان های الکتریکی و مغناطیسی این موجب به صورت زیر است.

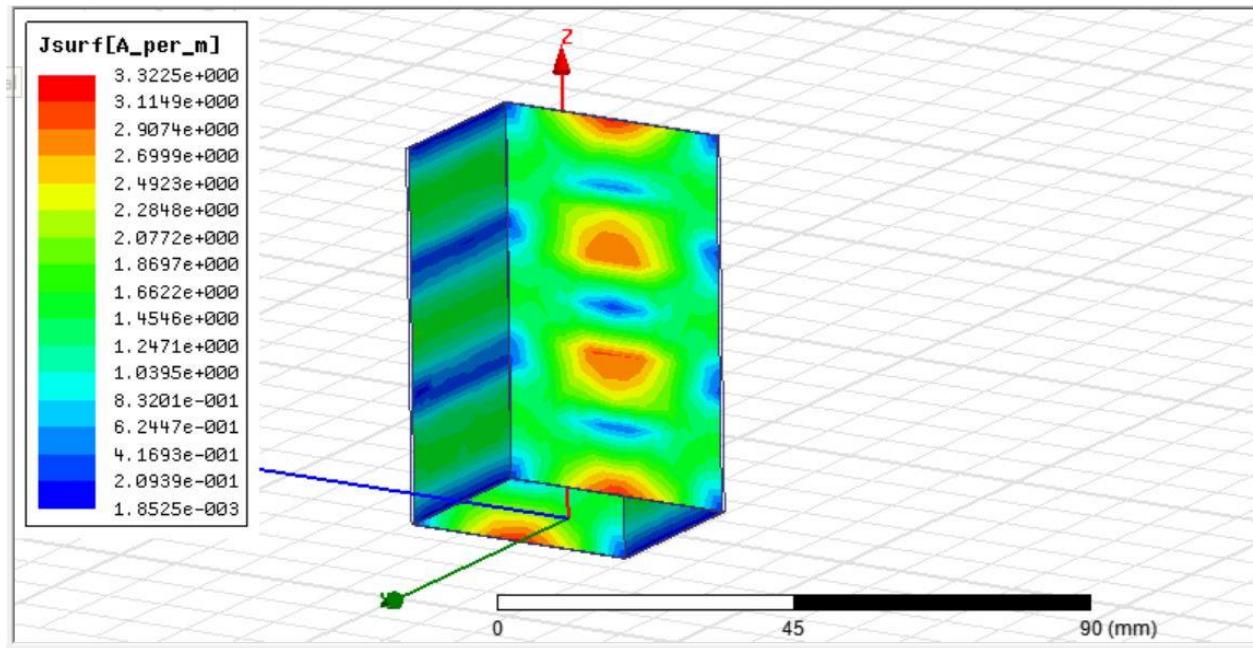


شکل 12 - میدان الکتریکی سطح موجب



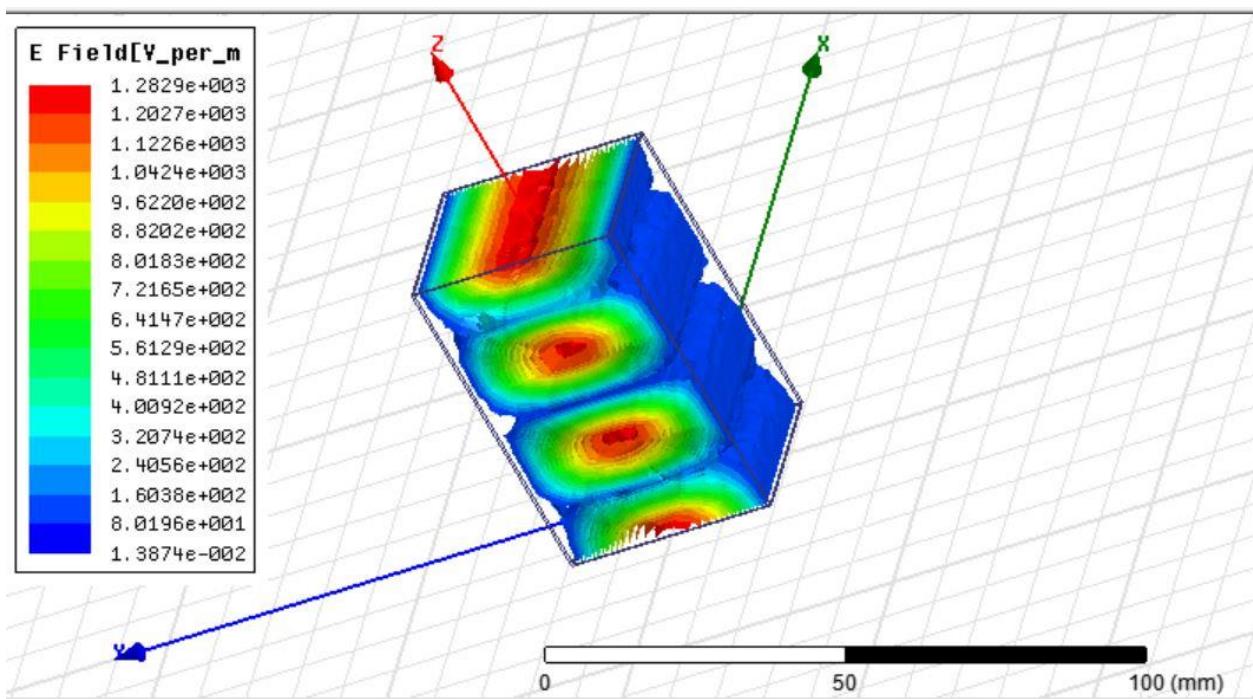
شکل 13 - میدان مغناطیسی سطح موجب

شکل جریان سطحی نیز به صورت زیر می باشد.

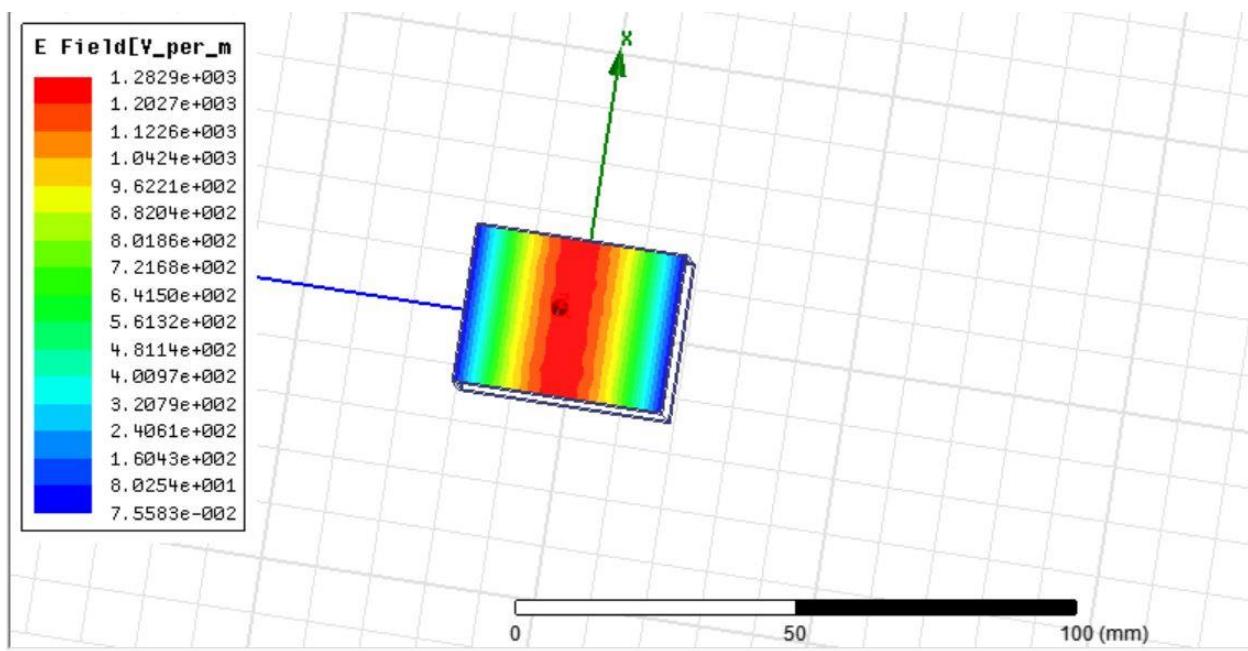


شکل 14- جریان سطحی موجبر

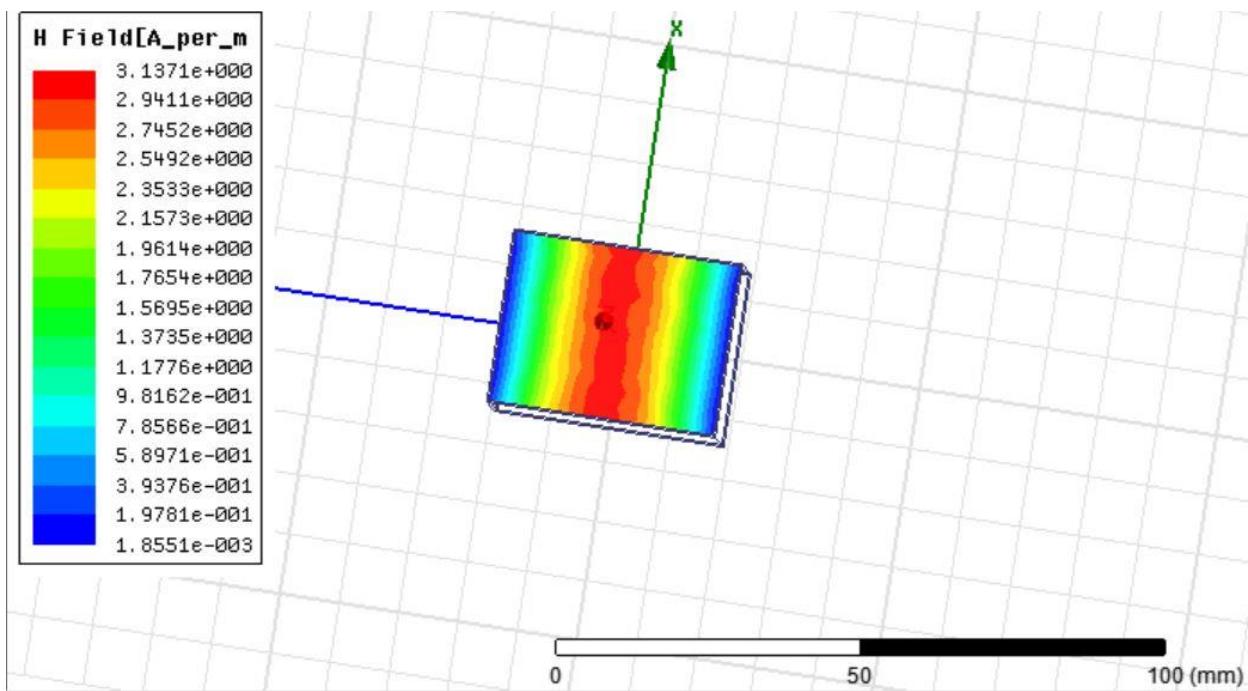
شکل میدان الکتریکی و مغناطیسی در داخل هوا و دهانه های موجبر نیز به صورت زیر است.



شکل 15 - میدان الکتریکی داخل موجبر

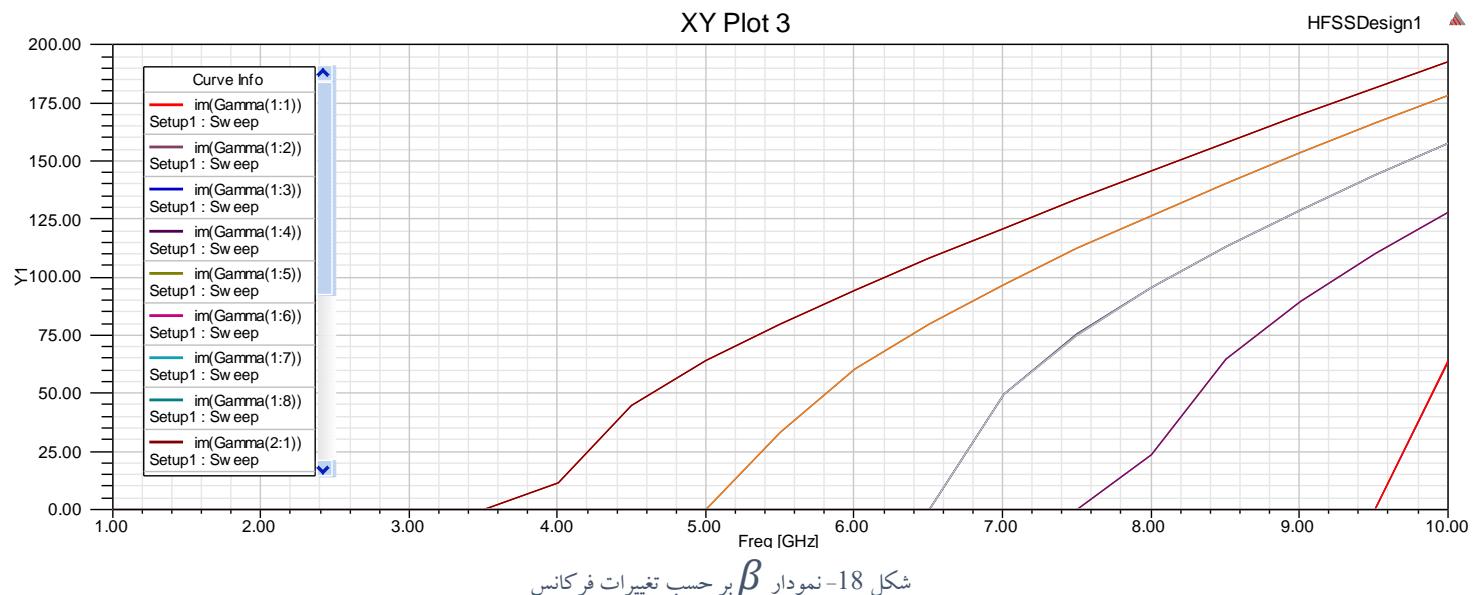


شكل 17- میدان الکتریکی داخل مو جبر



شكل 16- میدان مغناطیسی داخل مو جبر

نمودار قسمت موهومی گاما را بر حسب فرکانس رسم می کنیم که نتیجه به صورت زیر است»



شکل 18- نمودار β بر حسب تغییرات فرکانس

همانطور که می بینیم قبل از فرکانس 8.5 گیگ ثابت انتشار چهار مود غیر صفر است. در واقع چهارمود توانایی انتشار را دارد.

نتایج تحلیلی:

رابطه فرکانس قطع به صورت زیر است :

$$f_{cmn} = \frac{C_\varepsilon}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}$$

$$a = 28.5\text{mm} \quad b = 3 \times 12.62 = 37.86\text{mm} \quad C_\varepsilon = 3 \times 10^8$$

به ازای m ، n های مختلف داریم:

$$m = 0, n = 1 \Rightarrow f_{cmn} = 3.46\text{GHz}$$

$$m = 1, n = 0 \Rightarrow f_{cmn} = 5.26\text{GHz}$$

$$m = 1, n = 1 \Rightarrow f_{cmn} = 6.58\text{GHz}$$

$$m = 0, n = 2 \Rightarrow f_{cmn} = 7.92\text{GHz}$$

$$m = 2, n = 0 \Rightarrow \times$$

بنابراین همانطور که می بینیم مودهای TE10,TE01,TE11,TM11,TE20 در فرکانس 5/8 گیگاهرتز قابل انتشار است. بنابراین 5 مود قابلیت انتشار دارد که با نتیجه شیوه سازی یکسان است.

نکته: در این موجبر چون b از a بزرگتر شده است مثلا به ازای $m=0$ و $n=1$ مود TE10 داریم.

بخش پنجم

نام تجاری موجبر tallguide ای که موجبر استاندارد آن WR112 TG170 می باشد. میزان تضعیف در هر 100 فوت 0.35 تا 0.41 است. فرکانس کاری آن بین 7 تا 10 گیگا هرتز است.

Frequency Range GHz	Standard Waveguide WRxxx	Tallguide TGxxx	Tallguide Attenuation dB per 100ft.
5.8 to 8.2	WR137	TG215	0.28 to 0.24
7.0 to 10.0	WR112	TG170	0.41 to 0.35

ها شکل خاصی از موجبر های مستطیلی است که تلفات بر واحد طول آن یک دهم مقدار تلفات در موجبر نوع WR خودش است. این موجبر ها از لحاظ توان قابل حمل حدود 5 برابر موجبر اصلی توان حمل می کنند. از کاربرد های tallguide استفاده از آن در رادار ها و uplink ها در ایستگاه های ماهواره ای است. از آنجا که بیشتر تجهیزات راداری دارای یک موجبر معمولی در بخش ارسال و دربافت هستند، ذخیره توان توسط tallguide در صورت استفاده از آن، در مجموع دو برابر می شود و میزان تلفات به شدت کم است. هم چنین باعث استفاده از آن های کوچک تر می شود.

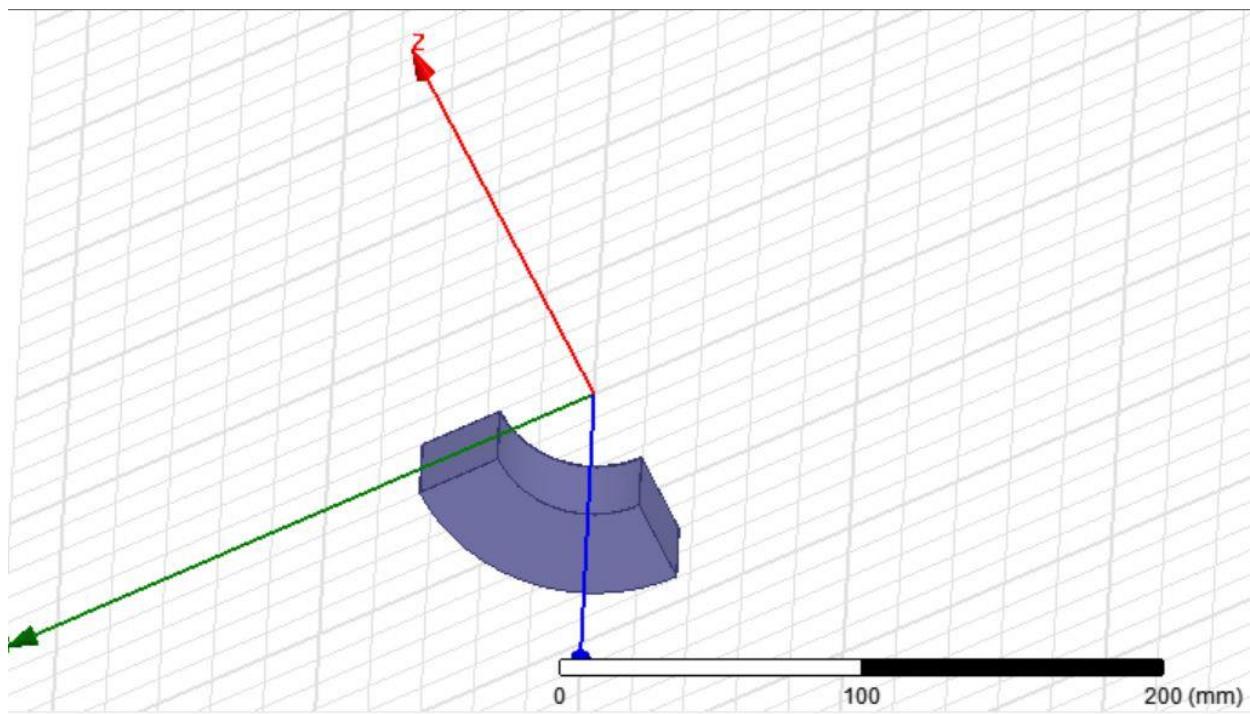
نمونه برگه محصول در ضمیمه دوم الصاق شده است. فایل کامل برگه محصول این موجبر نیز به صورت یک فایل PDF پیوست می گردد.

بخش ششم

خم نود درجه در صفحه E

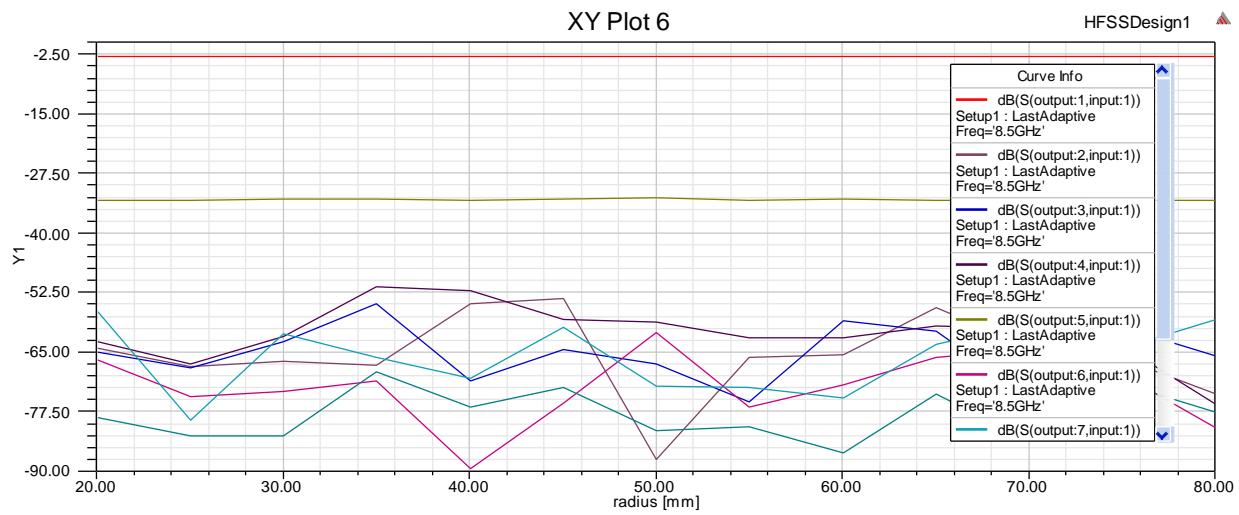
با ایجاد خم در صفحه E کوپل توان زیادی از مود غالب تحریک شده (در اینجا TE10) به سایر مود ها اتفاق نمی افتد. بررسی این خم در دو حالت بررسی می گردد. در حالت اول تنها در موجبر مورد بررسی یک خم نود درجه ایجاد می شود اما در حالت دوم به دوسر موجبر حالت اول دو عدد موجبر بدون خم متصل می کنیم.

حالت اول:



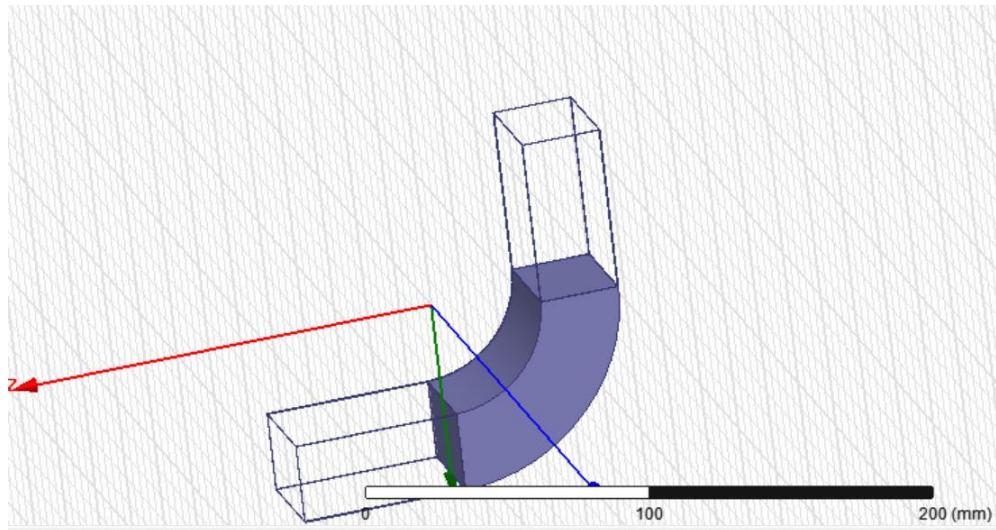
شکل 19- خم 90 درجه در صفحه E

در این حالت با سوییپ بر روی شعاع انحنای خم در فرکانس مرکزی به بررسی S_{21} می پردازیم. همان طور که در نمودار زیر دیده می شود در این شرایط کوپل توان به سایر مود ها کمتر از 25dB بوده و شرایط مطلوب می باشد.

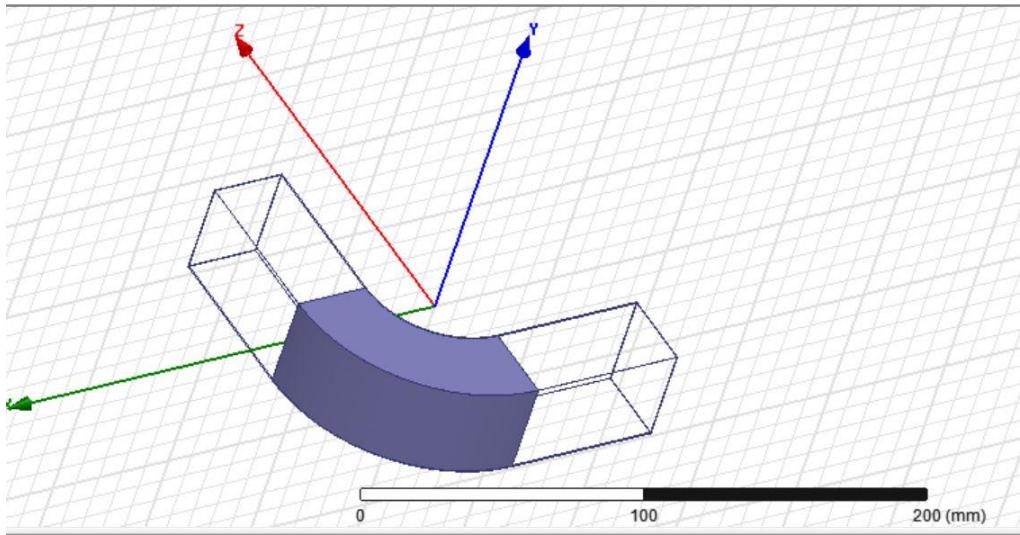


شکل 20- نمودار S21 برای خم 90 درجه در صفحه E

حالت دوم:

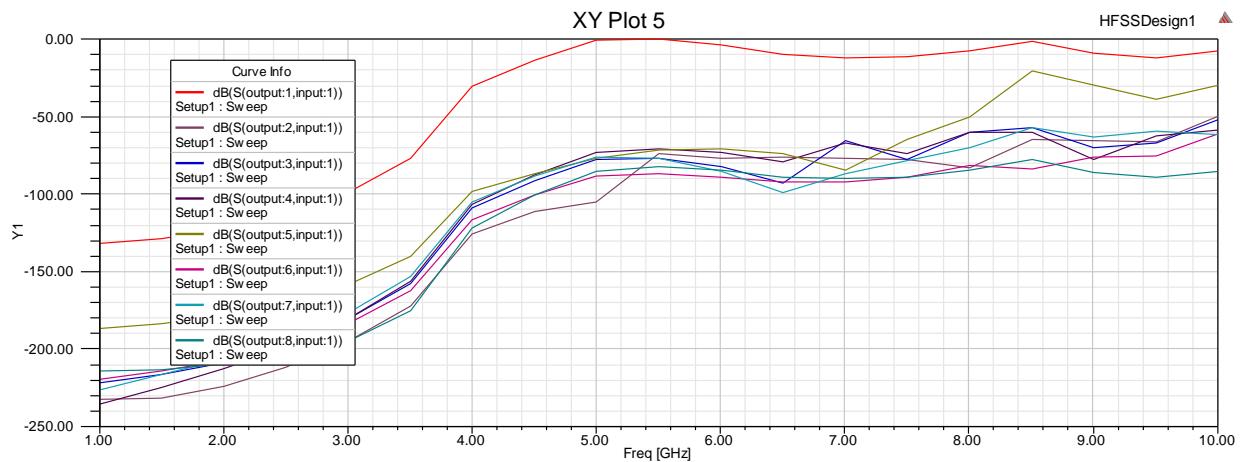


شکل 21- خم 90 درجه در صفحه E متصل شده به دو موجبر tallguide



شکل 22- خم 90 درجه در صفحه E متصل شده به دو موجبر tallguide

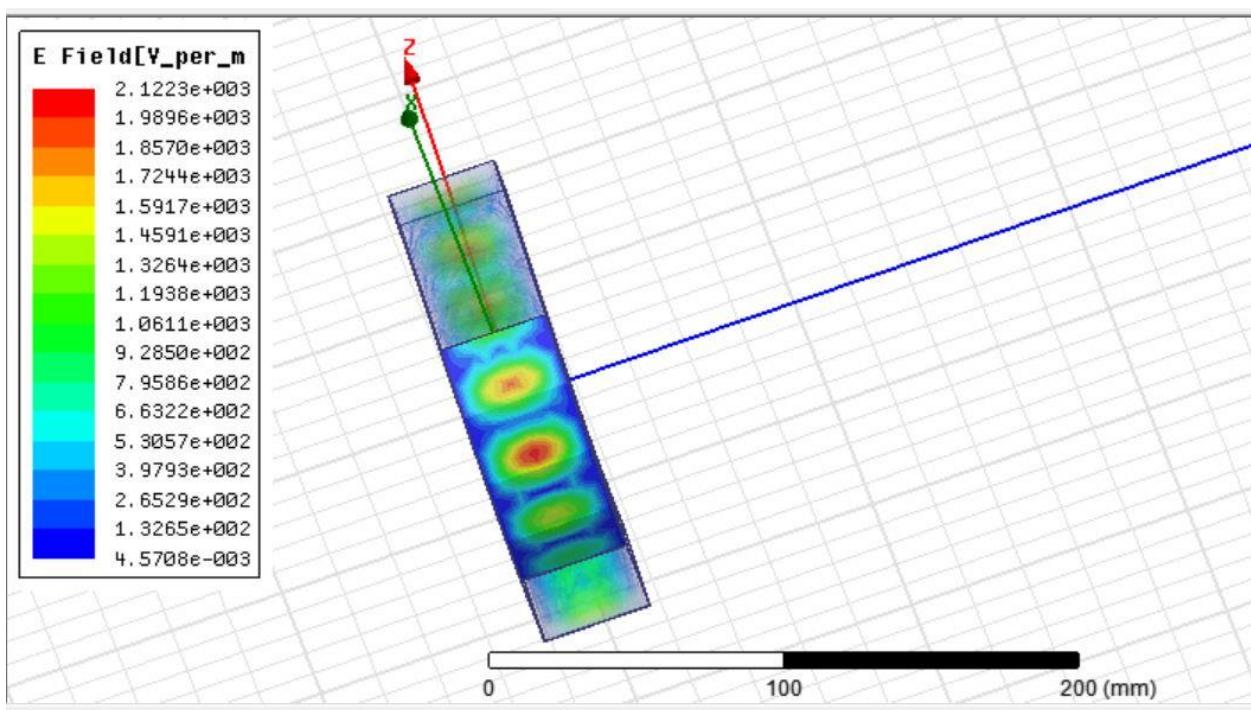
در این حالت به ازای یک شعاع خاص سویپ فرکانسی انجام داده ایم.



شکل 23- شکل 24- نمودار S21 برای خم 90 درجه در صفحه E متصل شده به دو موجبر tallguide

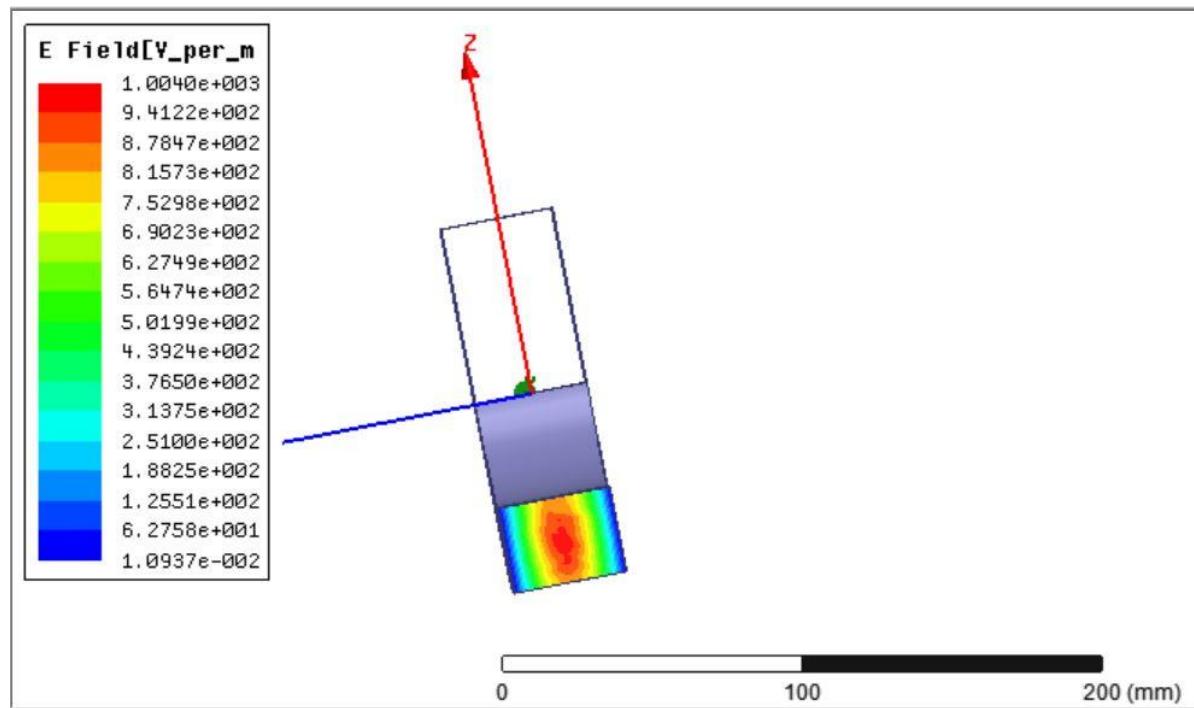
همان طور که باز هم مشاهده می شود، در همه فرکانس ها اختلاف خوبی بین توان مود تحریکی و سایر مود ها وجود دارد. این مطلب حاکی از آن است که تبدیل مود ها به هم و کوپل توان از یک مود به مود دیگر اتفاق نمی افتد.

شکل میدان های الکتریکی و مغناطیسی در این موجبر به صورت زیر است.

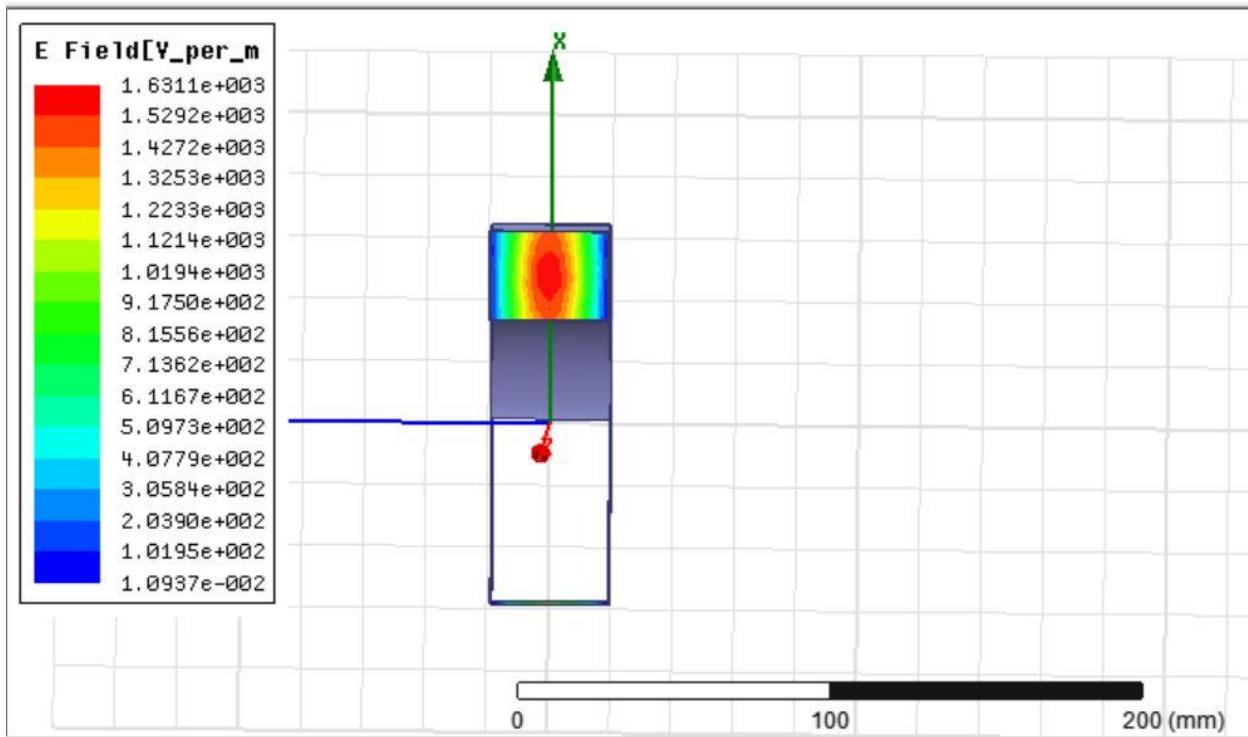


شکل 25- شکل میدان الکتریکی برای خم 90 درجه در صفحه E متصل شده به دو موجبر tallguide

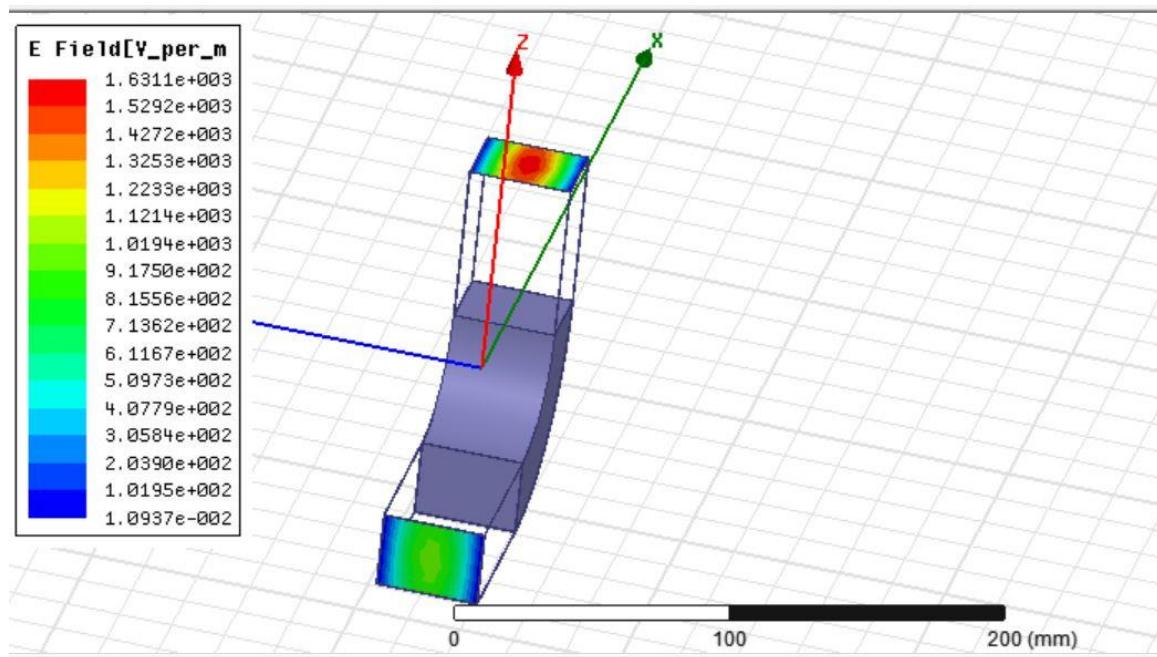
شکل میدان های الکتریکی در دهانه موجبر نیز به صورت ذیل است.



شکل 26- شکل میدان الکتریکی برای خم 90 درجه در صفحه E متصل شده به دو موجبر tallguide در دهانه موجبر

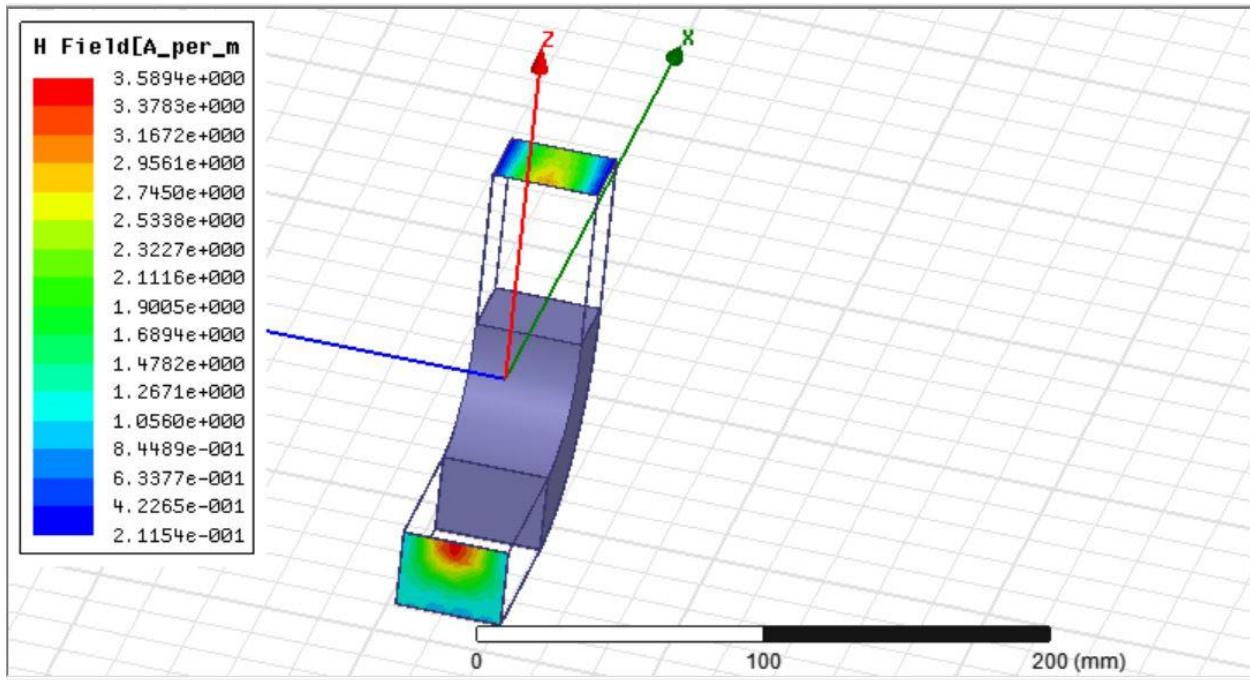


شکل 28- شکل میدان الکتریکی برای خم 90 درجه در صفحه E متصل شده به دو موجبر tallguide در دهانه موجبر

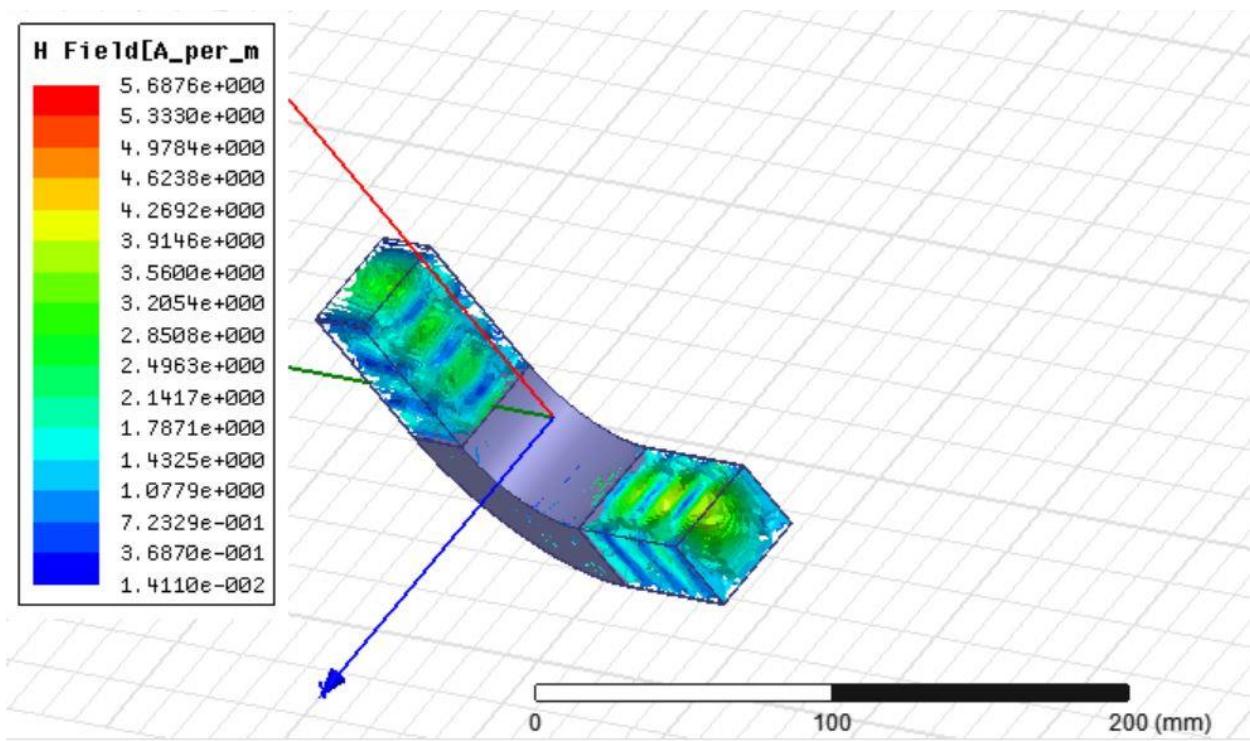


شکل 27- شکل میدان الکتریکی برای خم 90 درجه در صفحه E متصل شده به دو موجبر tallguide در دهانه موجبر

شکل میدان مغناطیسی در دهانه موجبر و موجبر های ورودی و خروجی به شکل زیر است.



شکل 30- شکل میدان مغناطیسی برای خم 90 درجه در صفحه E متصل شده به دو موجبر tallguide در دهانه موجبر



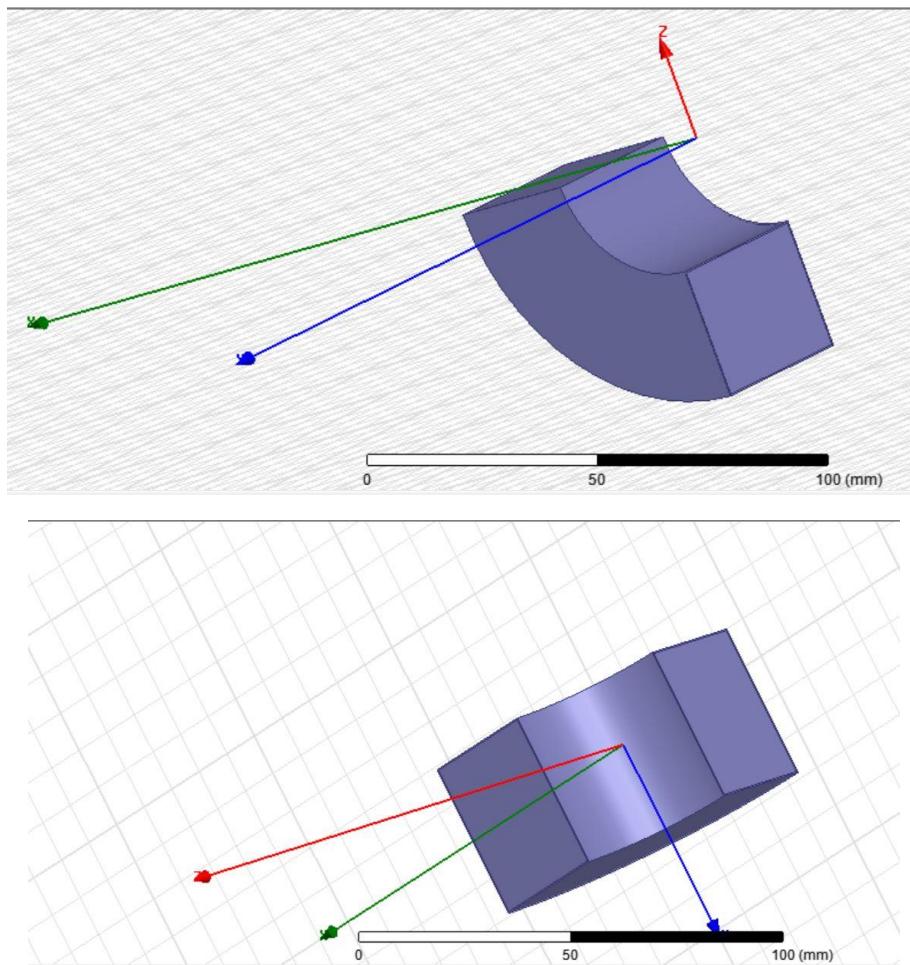
شکل 29- شکل میدان مغناطیسی برای خم 90 درجه در صفحه E متصل شده به دو موجبر tallguide در داخل موجبر

بنابراین می توان نتیجه گرفت که خم نود درجه در صفحه E مشکل کوپل توان به سایر مود ها را ایجاد نمی کند. حال به بررسی کوپل توان در شرایطی که خم در صفحه H باشد می پردازیم.

[خم نود درجه در صفحه H](#)

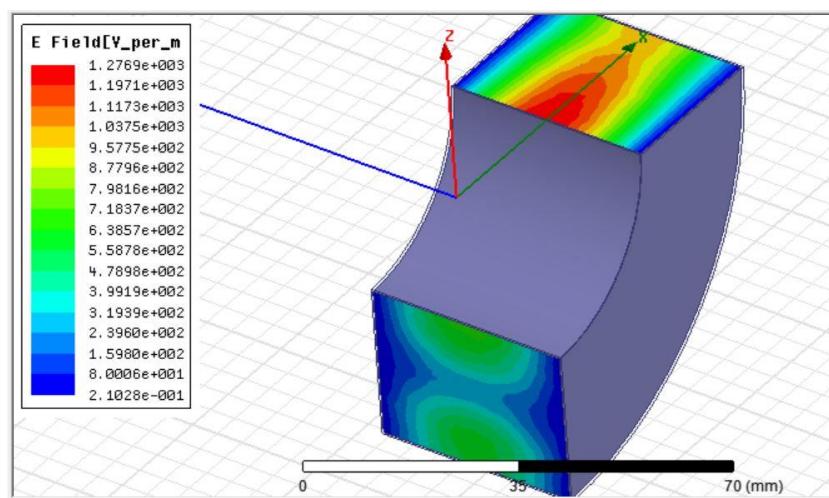
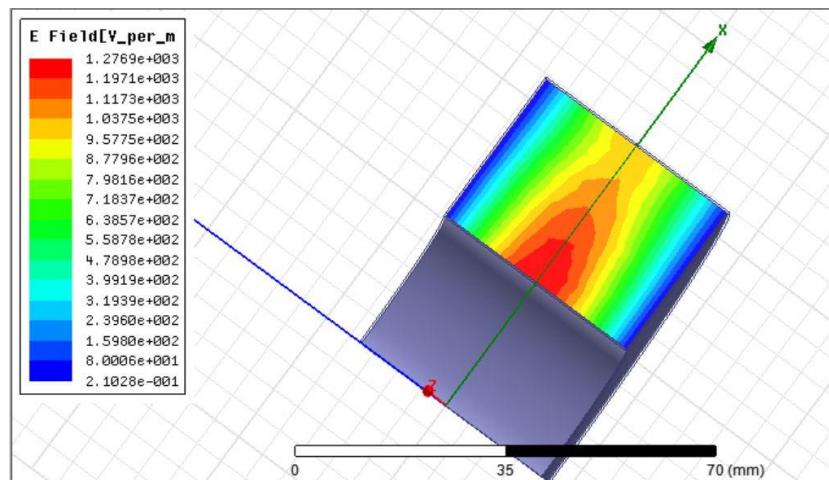
شکل خم در این حالت به صورت زیر است.

برای بررسی خم در صفحه H اندازه S_{12} را بر حسب شعاع انحنا ترسیم کرده تا شعاع مطلوب به دست آید.

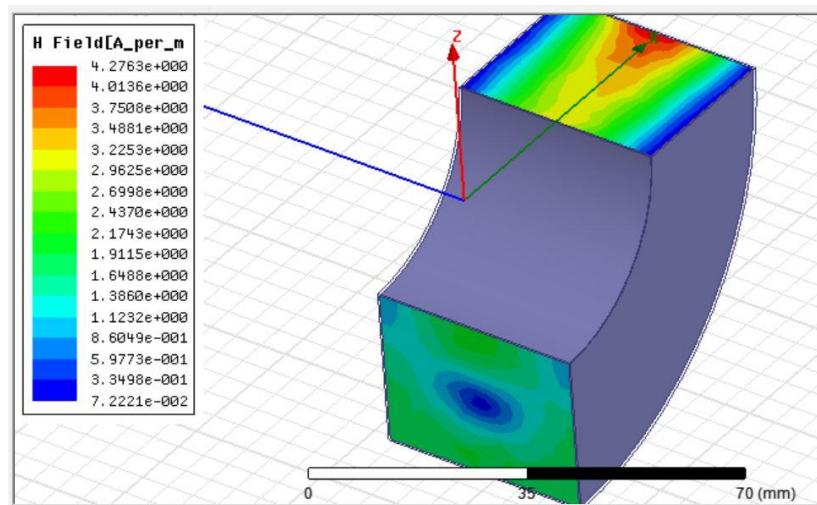


شکل 31 - خم 90 درجه در صفحه H

شکل میدان ها در این خم و برای دهانه موجب به صورت زیر است.

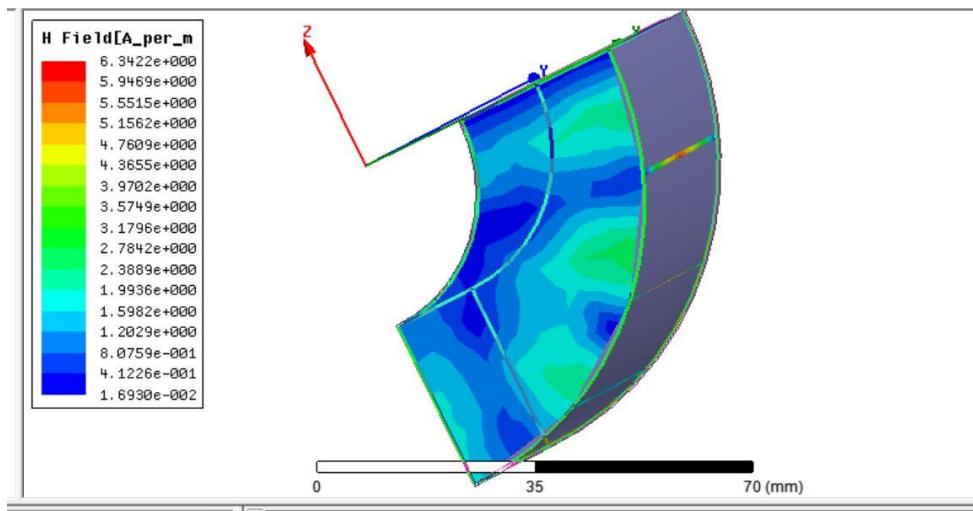


شکل 32 - شکل میدان الکتریکی برای خم 90 درجه در صفحه H در دهانه موجبر

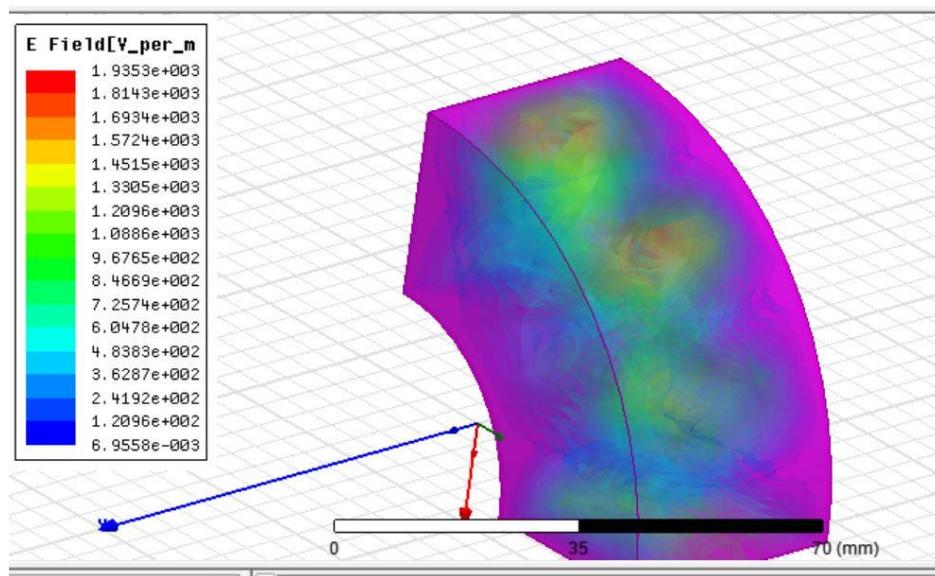


شکل 33- شکل میدان H برای خم 90 درجه در صفحه H در دهانه موجبر

شکل میدان های مغناطیسی و الکتریکی برای هوای داخل نیز به شکل زیر است.

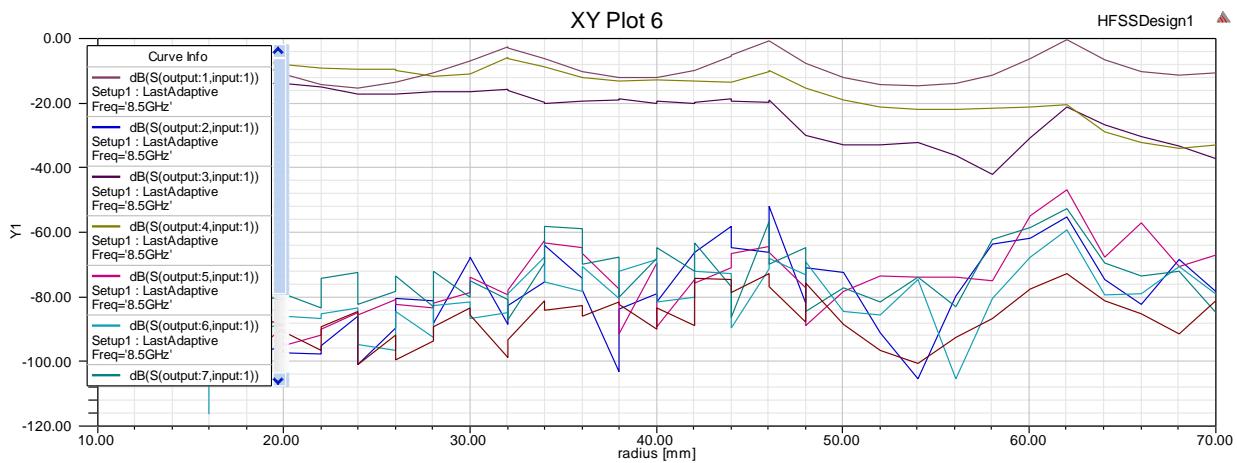


شکل 34- شکل میدان H برای خم 90 درجه در صفحه H در داخل موجبر



شکل 35- شکل میدان الکتریکی برای خم 90 درجه در صفحه H در داخل موجبر

در اینجا با سوئیپ شعاع خم تغییرات S_{21} مشاهده شده است. در حدود شعاع 62 میلیمتر میزان افت مود تحریک برابر 0dB و برای مود دوم حدود 20dB- می باشد که مطلوب است.

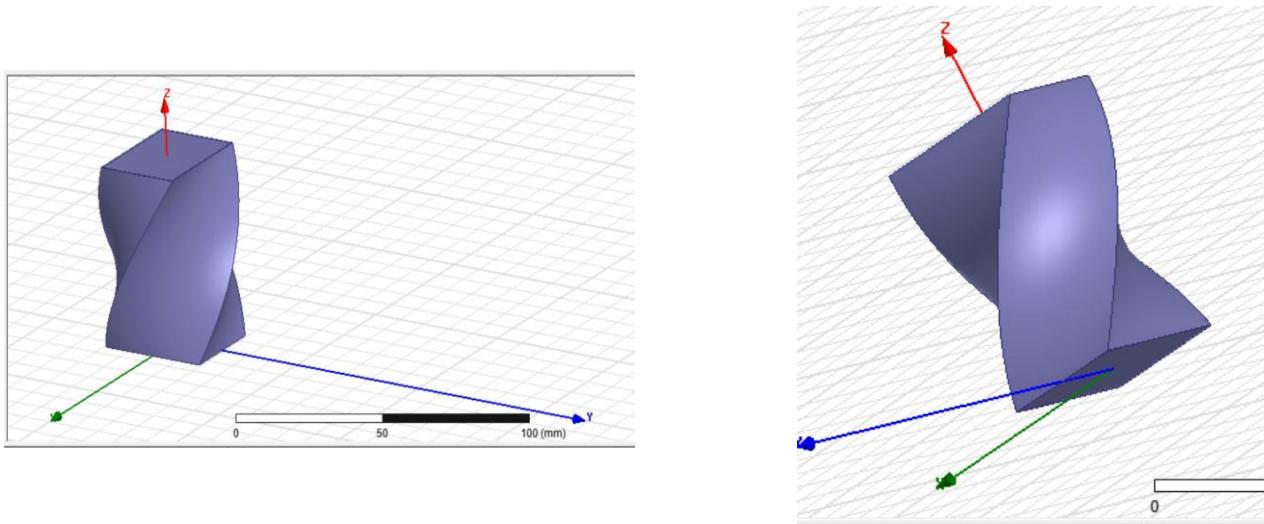


شکل 36 - نمودار S21 بر حسب شعاع خم

هم چنین می توان از اتصال یک موجبر twist شده با موجبر خم شده نیز استفاده نمود. این مورد در قسمت ها آتی مفصلابحث می گردد.

بخش هفتم

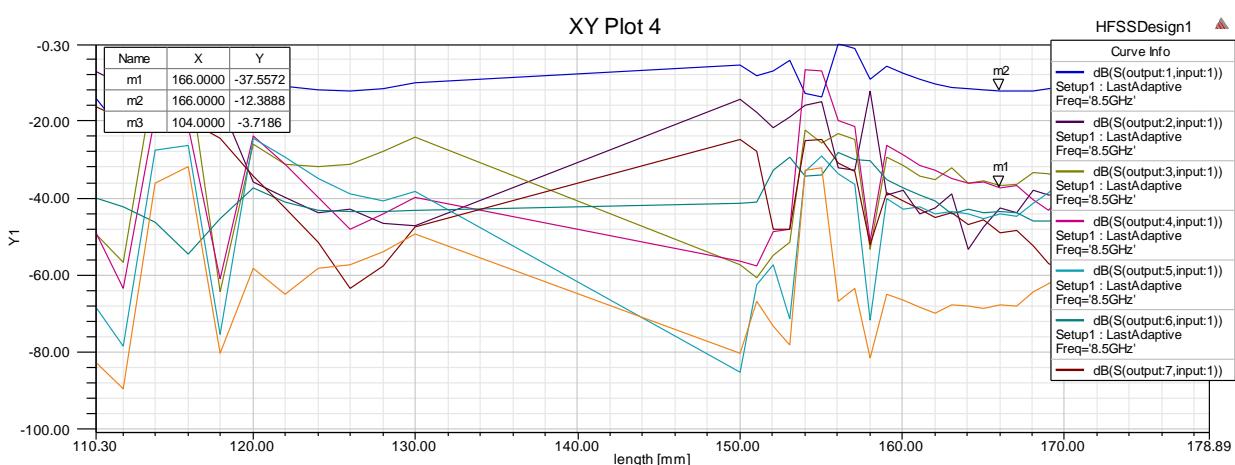
در این بخش موجبر را twist کرده و بررسی توان منتقل شده از یک مود به دیگر مود ها می پردازیم. شکل موجبر پس از توئیست به صورت زیر است.



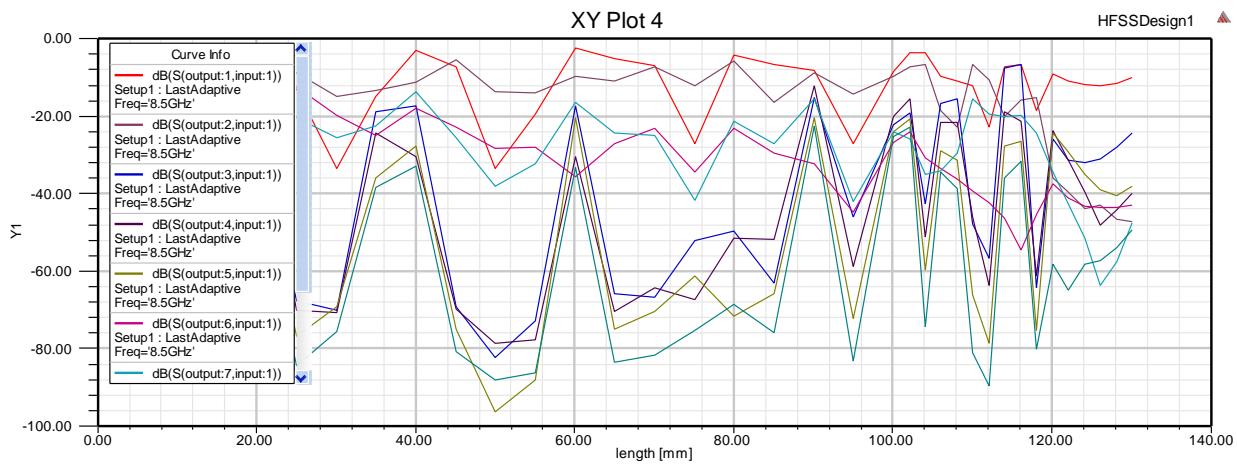
شکل 37- موجبر twist

با سوئیپ طول موجبر twist شده می توان طول مطلوب برای اینکه توان به سایر مورد ها تبدیل نشود را به دست آورد.

نتایج شبیه سازی به صورت زیر است.



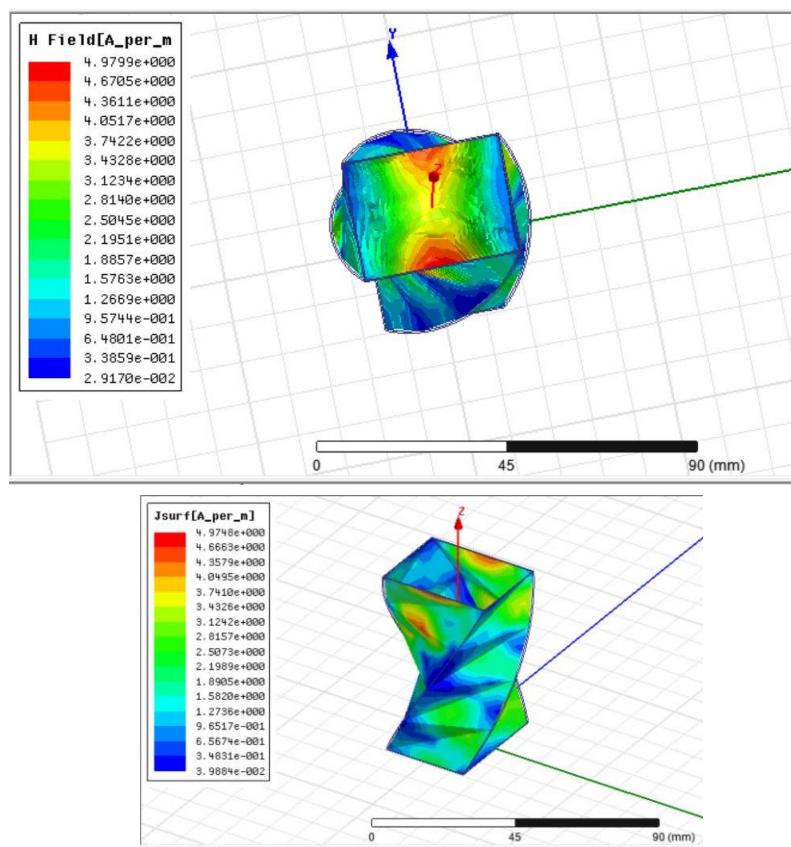
شکل 38- نمودار S21 بر حسب طول موجبر twist



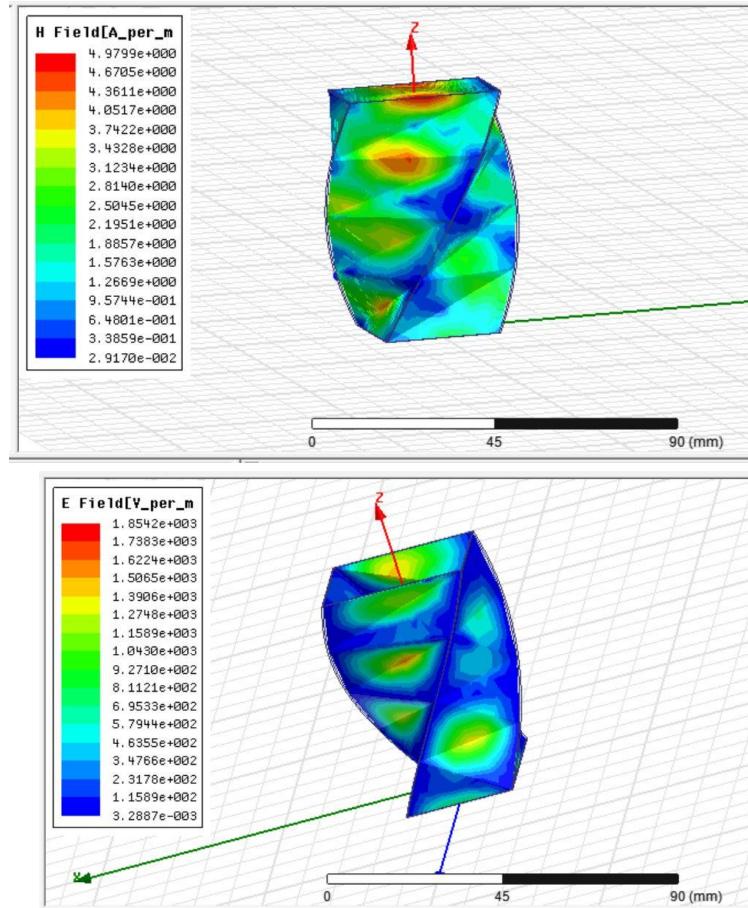
شکل 39- نمودار S21 بر حسب طول موج بر twist

همان طور که دیده می شود طول 165 میلی متر مناسب است.

شکل میدان ها در این موج بر به صورت زیر است.

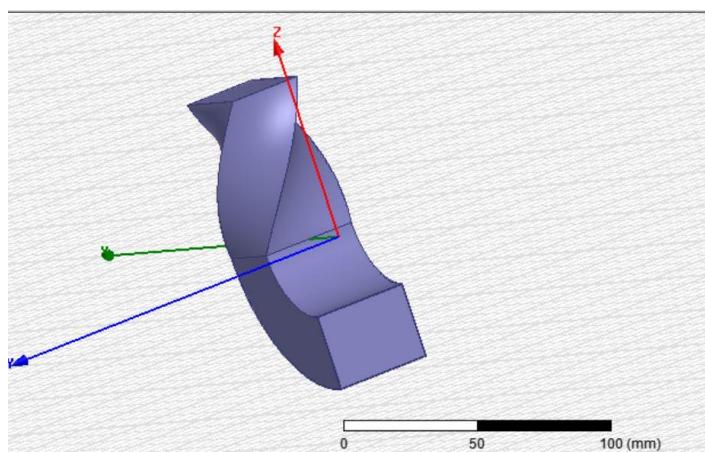


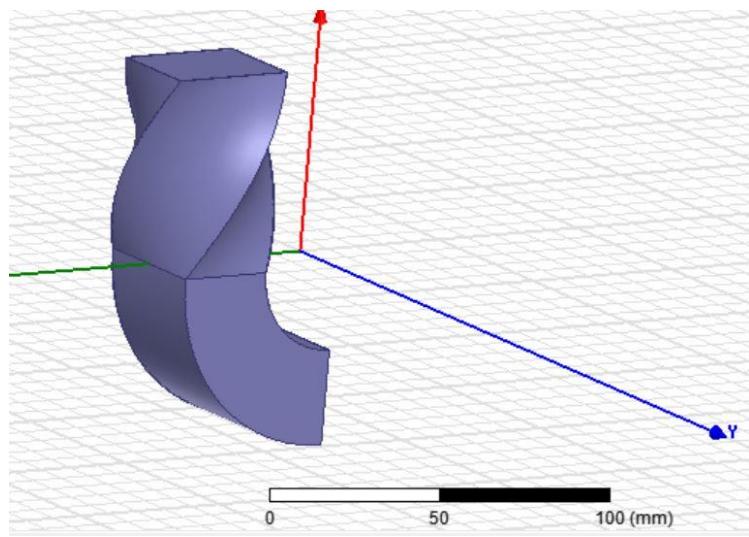
شکل 40- میدان مغناطیسی و جریان سطحی موج بر twist



شکل 41 - میدان الکتریکی و میدان مغناطیسی در موجبر twist

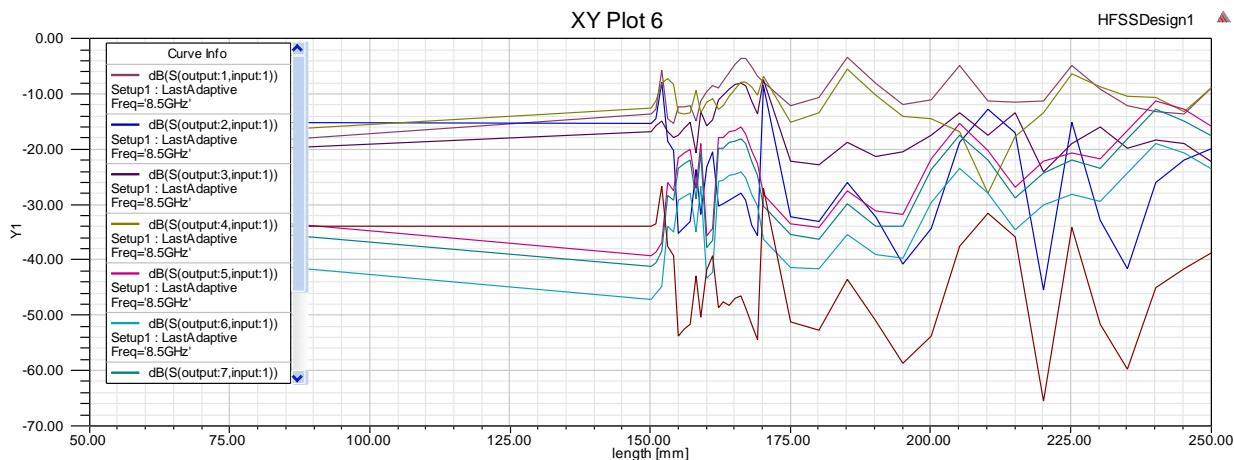
می توان برای خم 90 درجه در صفحه H نیز از twist استفاده نمود. برای این منظور ابتدا موج وارد موجبر شده می شود و سپس وارد موجبر با خم نود درجه می شود. این ساختار یک راه حل مناسب برای کوپل نشدن توان به مد های دیگر به هنگام خم نود درجه صفحه H می باشد.





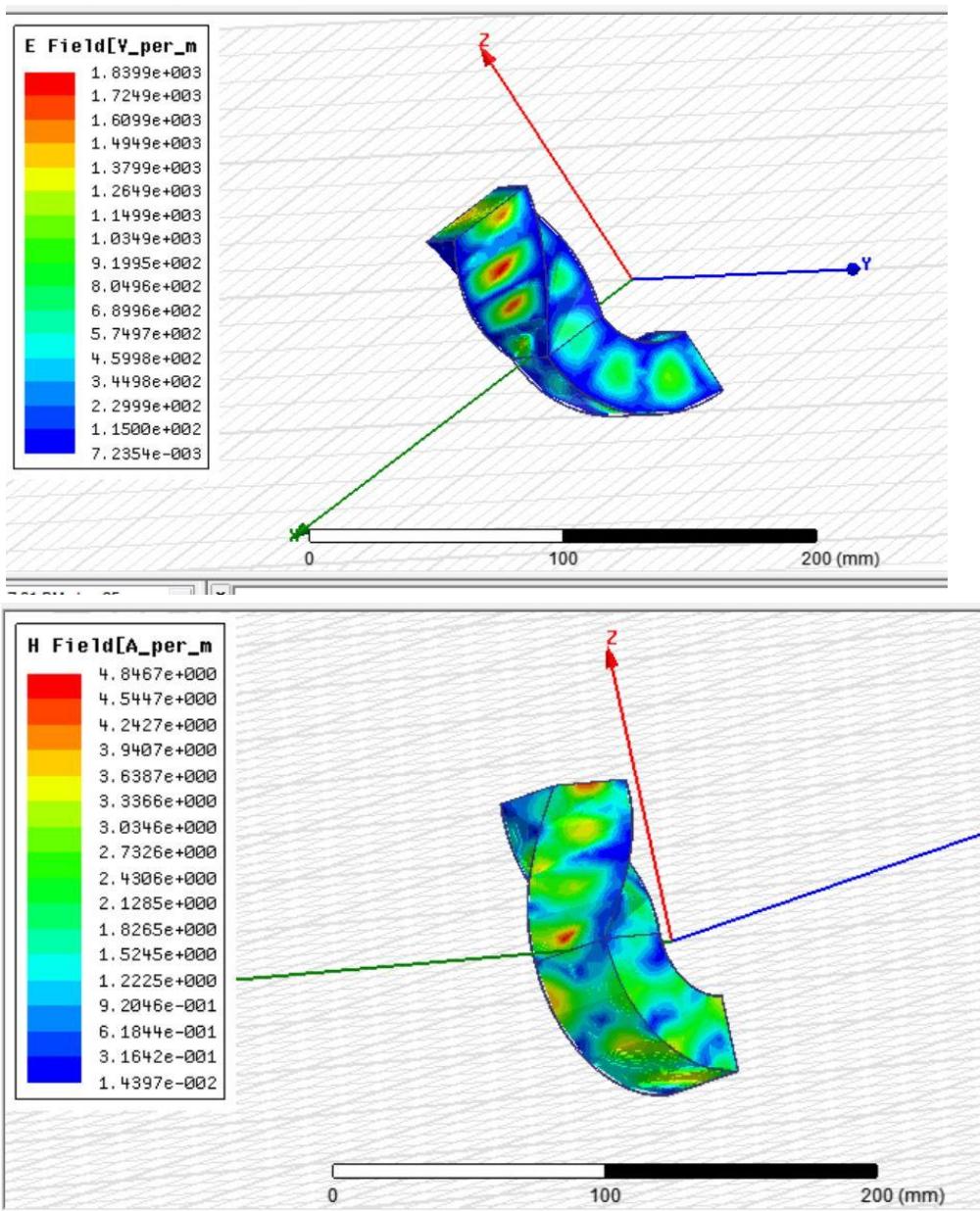
شکل 42 - اتصال خم 90 درجه در صفحه H و twist

نتایج تحلیل این موجبر به شکل زیر است:

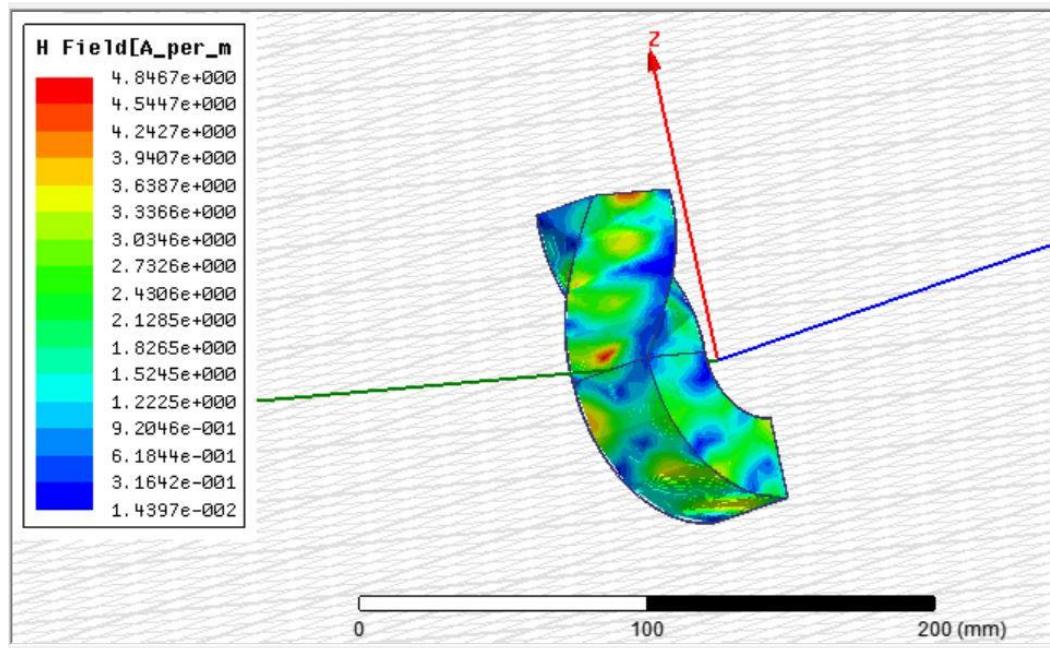
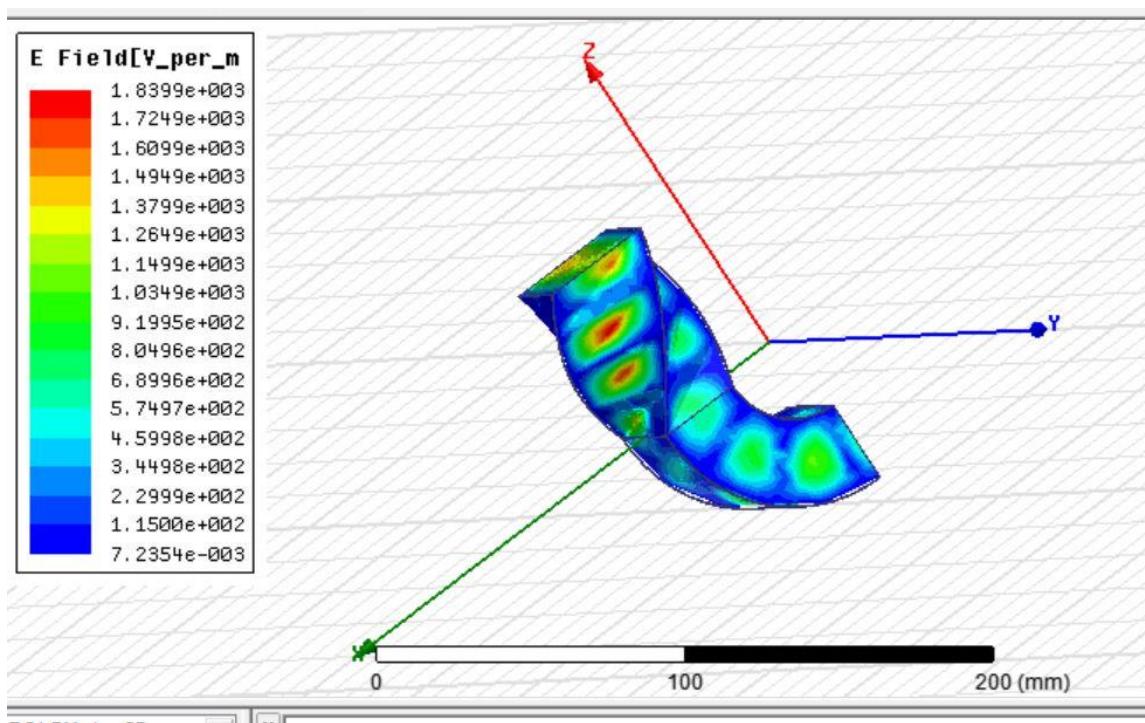


شکل 43 - نمودار S21 بر حسب طول twist

در این حالت نیز میدان های الکترومغناطیسی به صورت زیر آند.



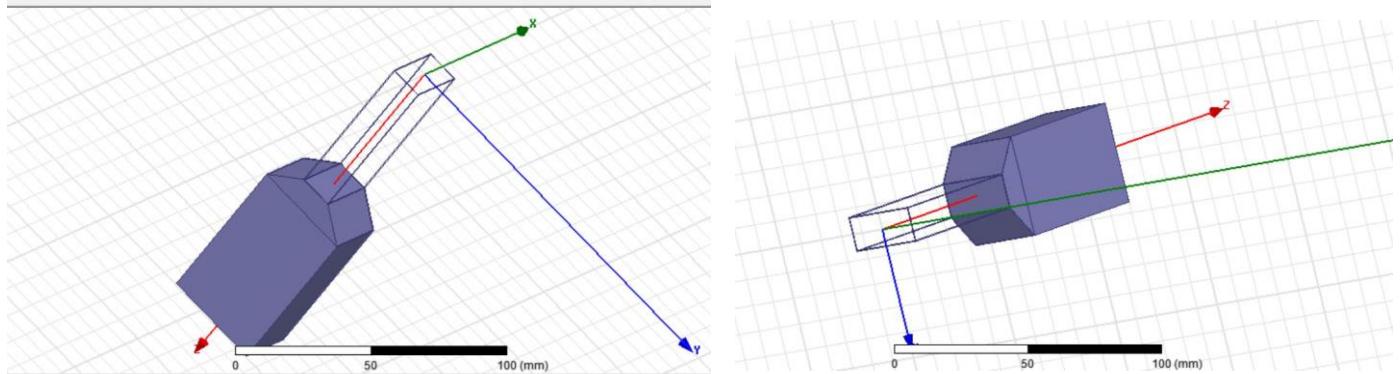
شكل 44 - میدان الکتریکی و مغناطیسی در اتصال خم و twist



شكل ٤٥ - میدان الکتریکی و مغناطیسی در اتصال خم و twist

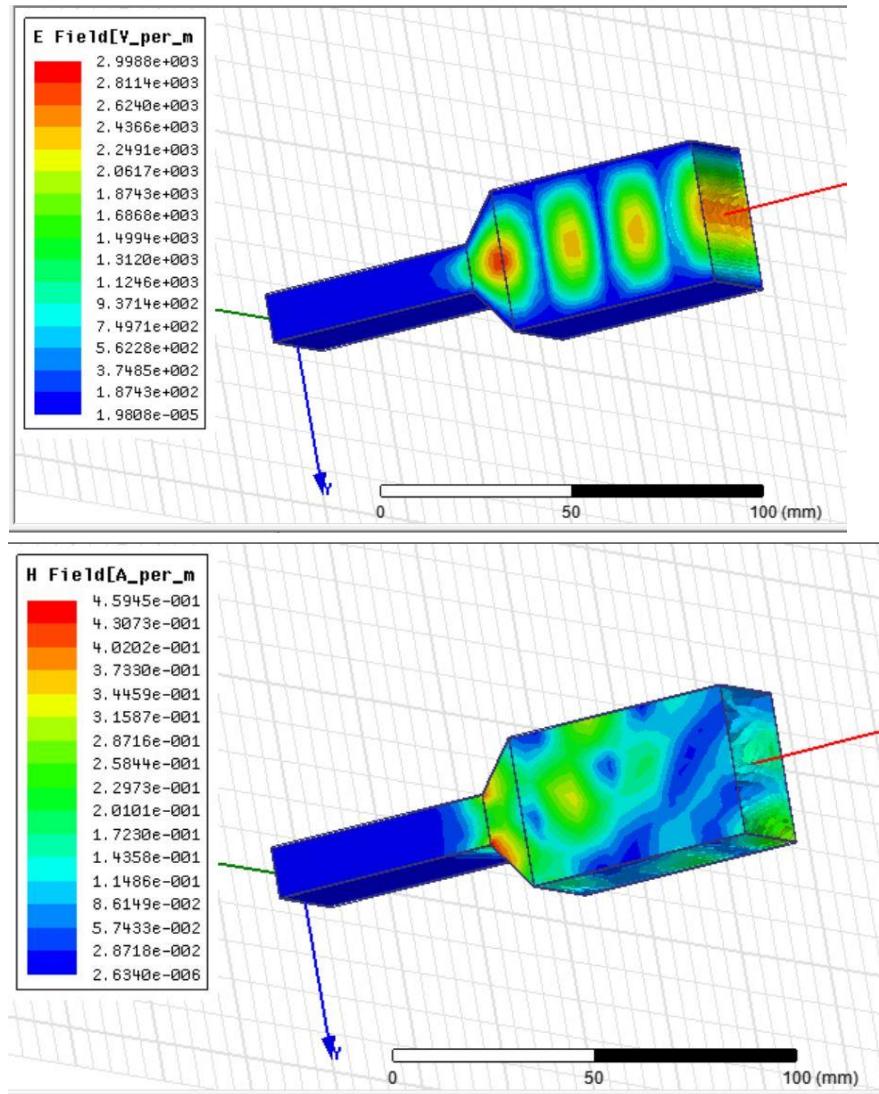
بخش هشتم

در این بخش هدف اتصال موجبر استاندارد WR112 به موجبر tallguide است. برای این منظور موجبر با دهانه کوچک با استفاده از یک سطح که به آرامی تغییر می کند به موجبر با دهانه بزرگتر متصل می شود.

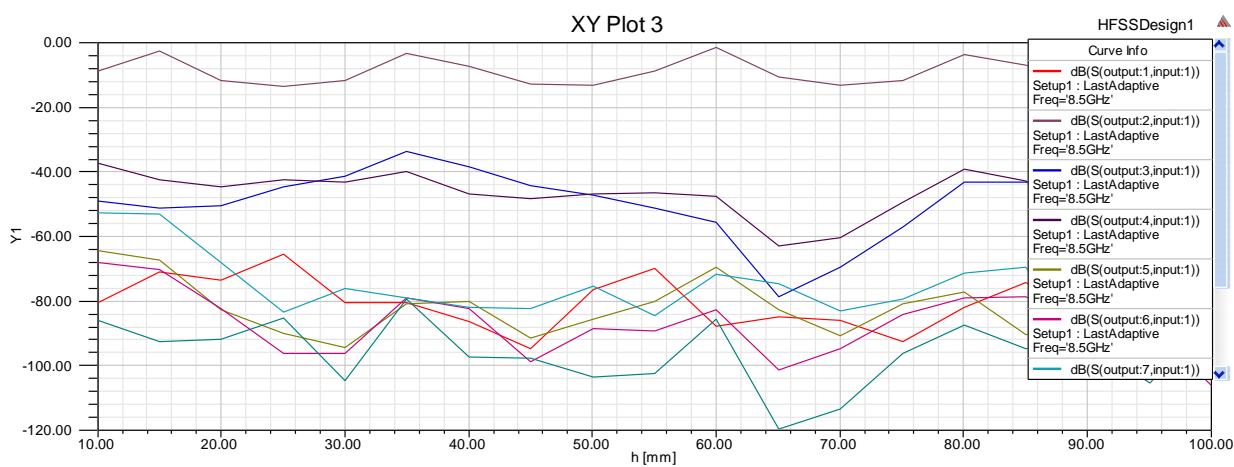


شکل 46- اتصال موجبر WR112 و موجبر tallguide

در این شرایط اگر $b=3a$ باشد نتایج به دست آمده مناسب نخواهند بود.

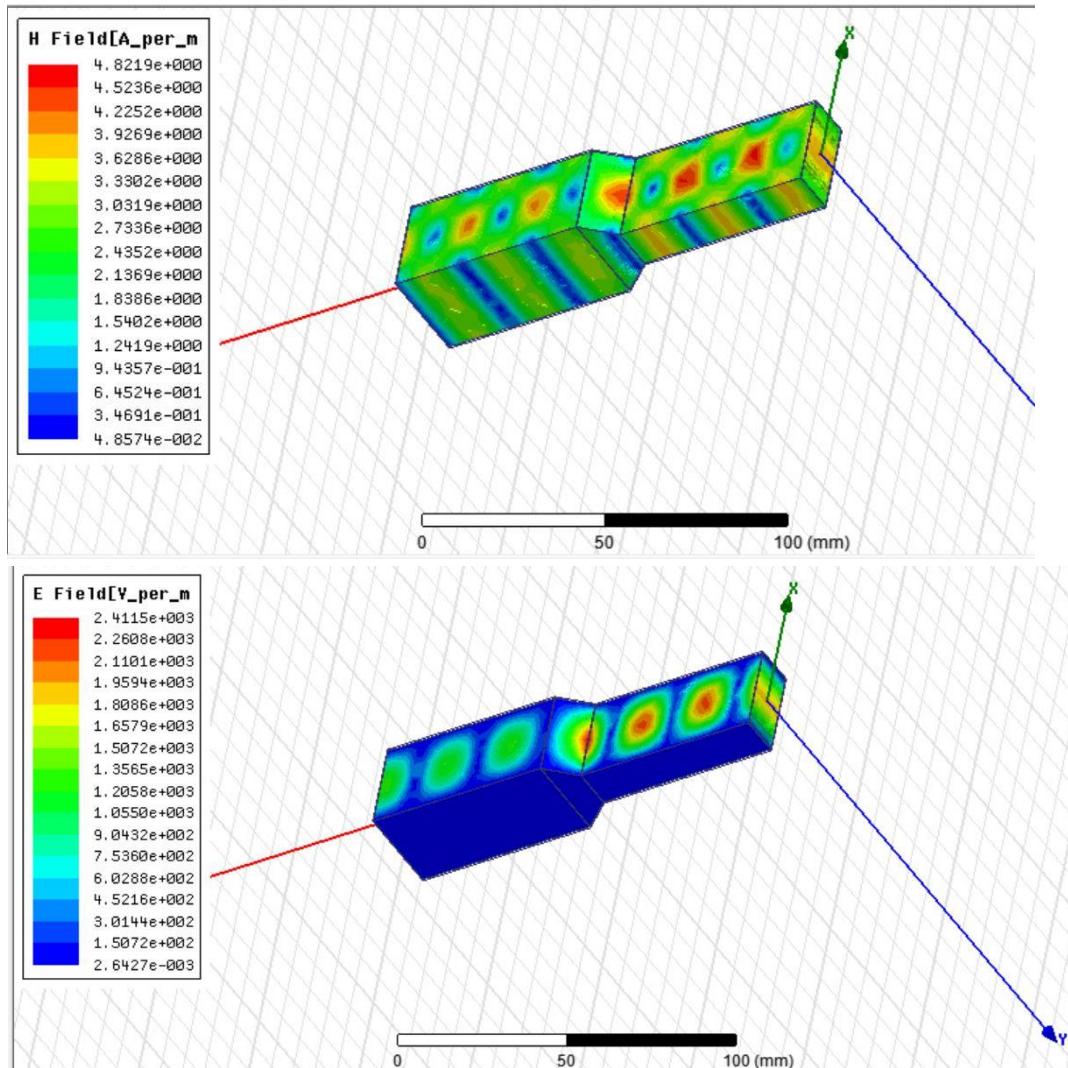


شکل 47 - میدان الکتریکی و میدان مغناطیسی در اتصال موچبر WR112 و موچبر tallguide با ابعاد 3 برابر

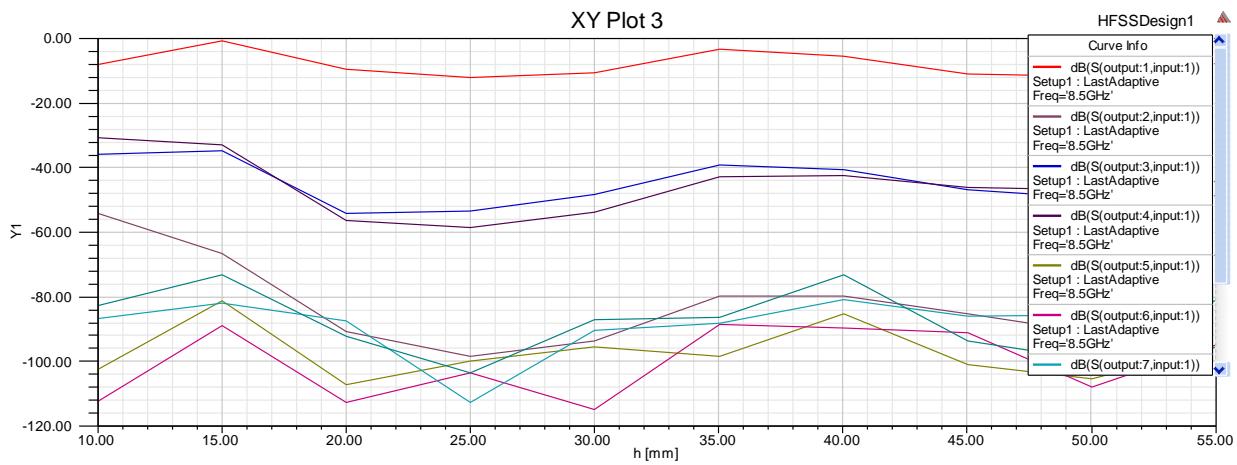


شکل 48- نمودار S21 در اتصال موچبر WR112 و موچبر tallguide با ابعاد 3 برابر

حال با تغییر ابعاد $b = 2.2a$ به نمودار S_{12} زیر می‌رسیم.



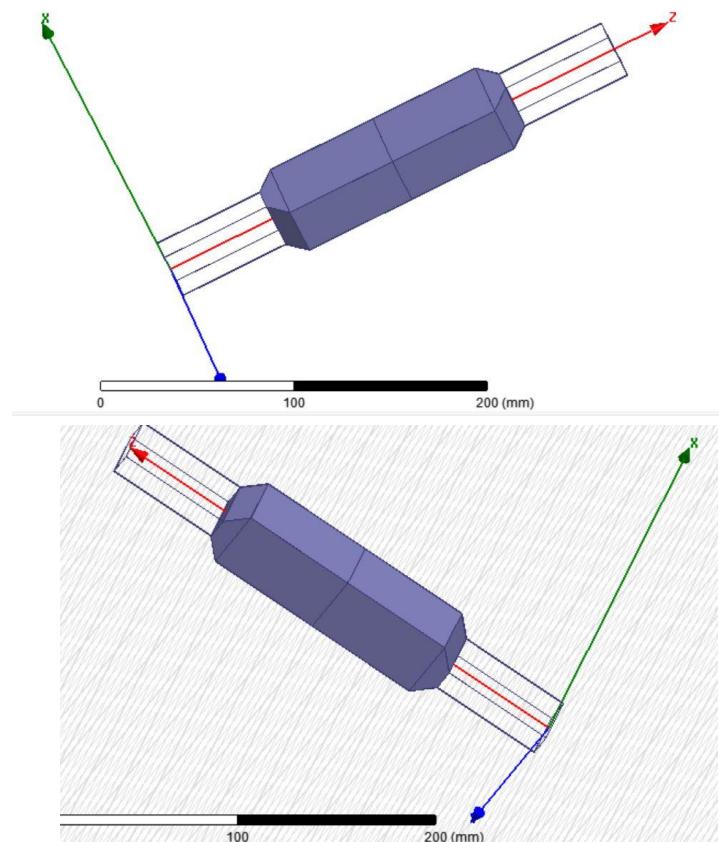
شکل 49 - میدان الکتریکی و میدان مغناطیسی در اتصال موچیر WR112 و موچیر tallguide با ابعاد 2.2 برابر



شکل ۵۰- شکل ۵۱-نمودار S21 در اتصال موجبر tallguide و موجبر WR112 با ابعاد ۲.۲ برابر

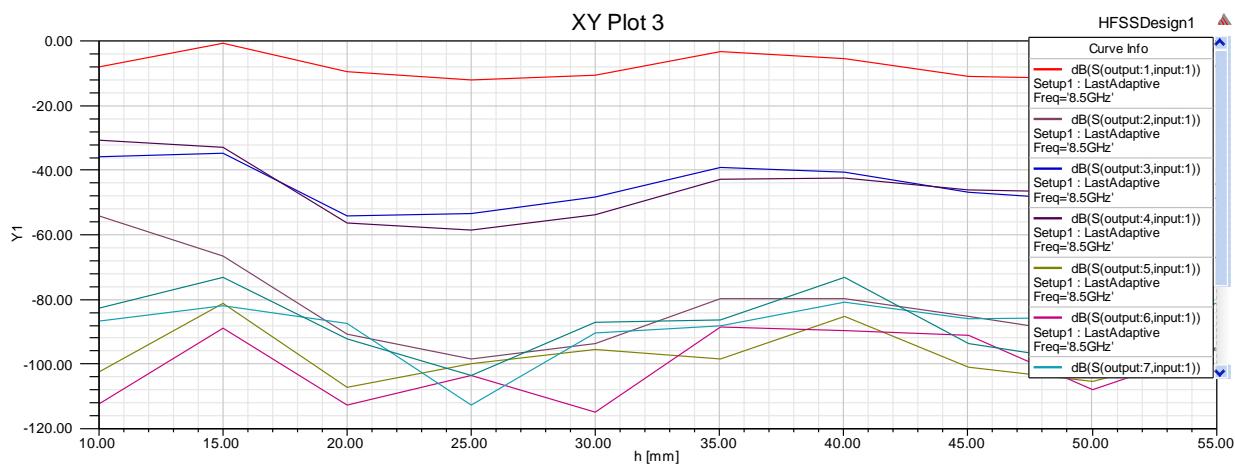
که بسیار مناسب است زیرا توان از مود تحریک شده غالب به سایر مود ها منتقل نمی شود.

هم چنین می توان از یک ساختار گذار از موجبر استاندارد به tallguide و دوباره از tallguide به موجبر استاندارد نیز استفاده کرد.



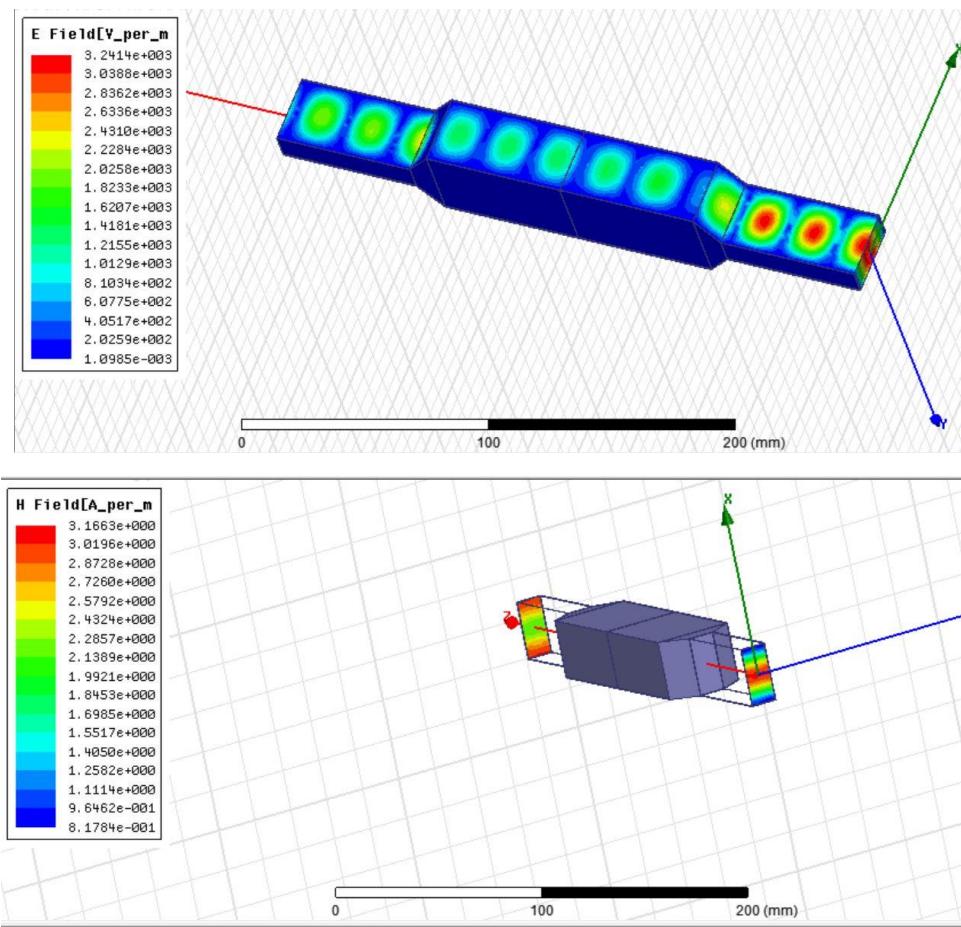
شکل ۵۲- ساختار گذار از موجبر استاندارد به tallguide و دوباره از tallguide به موجبر استاندارد

در این حالت نیز نتایج شبیه سازی مطلوب است.

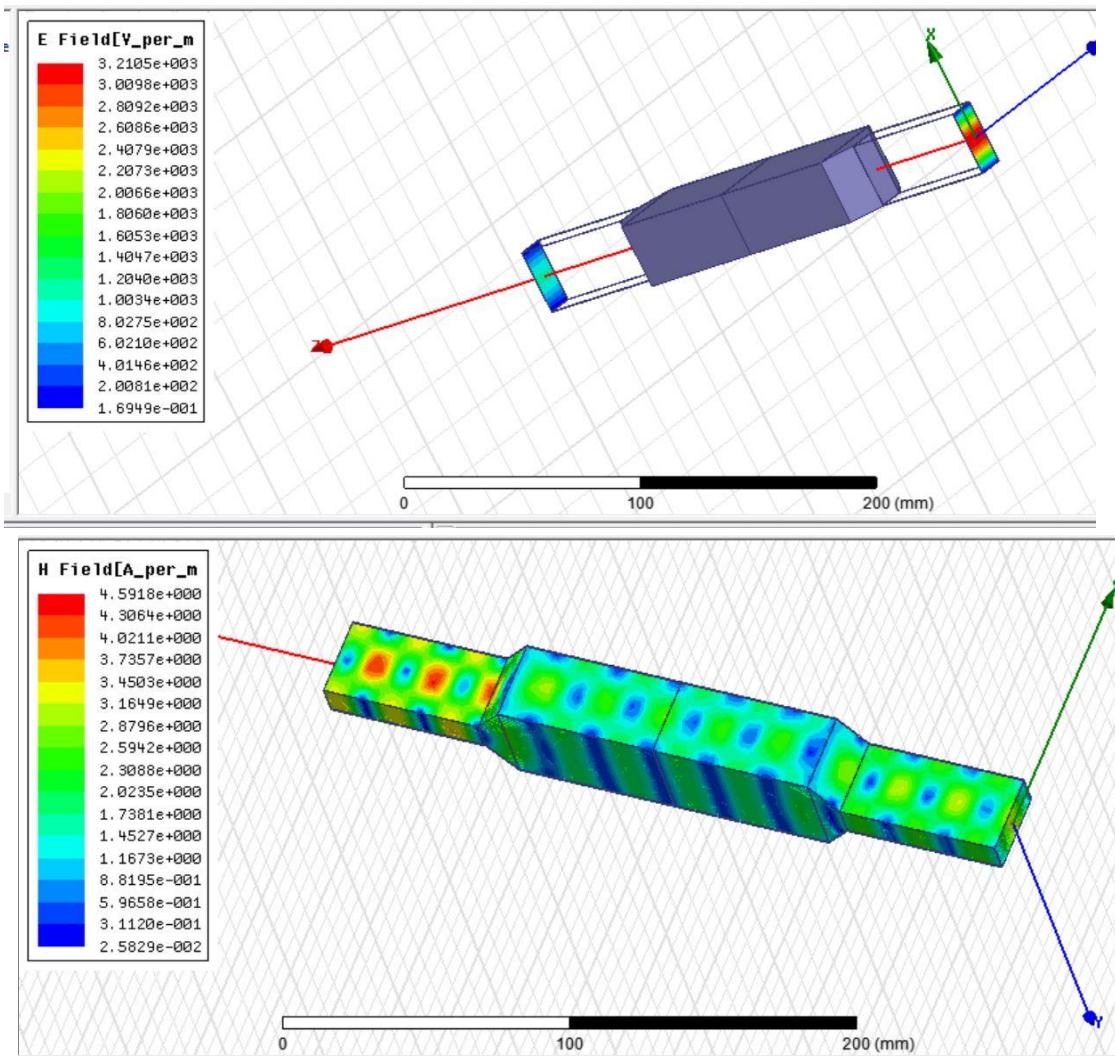


شکل ۵۳-نمودار S21 در ساختار گذار از موجبر استاندارد به tallguide و دوباره از tallguide به موجبر استاندارد

شکل میدان ها نیز به صورت زیر است:



شکل ۵۴-میدان الکتریکی و مغناطیسی در ساختار گذار از موجبر استاندارد به tallguide و دوباره از tallguide به موجبر استاندارد



شکل ۵۵- میدان الکتریکی و مغناطیسی در ساختار گذار از موجبر استاندارد به tallguide و دوباره از tallguide به موجبر استاندارد

ضمیمه اول

در کتاب پوزار ضریب تلف مربوط به یک موجبر مستطیلی اثبات شده است که در ادامه ارائه می‌گردد.

110 Chapter 3: Transmission Lines and Waveguides

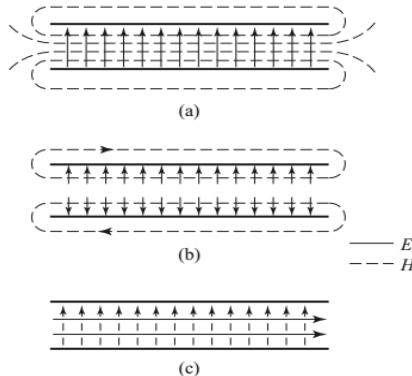


FIGURE 3.5 Field lines for the (a) TEM, (b) TM₁, and (c) TE₁ modes of a parallel plate waveguide. There is no variation across the width of the waveguide.

3.3

RECTANGULAR WAVEGUIDE

Rectangular waveguides were one of the earliest types of transmission lines used to transport microwave signals, and they are still used for many applications. A large variety of components such as couplers, detectors, isolators, attenuators, and slotted lines are commercially available for various standard waveguide bands from 1 to 220 GHz. Figure 3.6 shows some of the standard rectangular waveguide components that are available. Because of the trend toward miniaturization and integration, most modern microwave circuitry is fabricated using planar transmission lines such as microstrips and stripline rather than waveguides. There is, however, still a need for waveguides in many cases, including high-power systems, millimeter wave applications, satellite systems, and some precision test applications.

The hollow rectangular waveguide can propagate TM and TE modes but not TEM waves since only one conductor is present. We will see that the TM and TE modes of a rectangular waveguide have cutoff frequencies below which propagation is not possible, similar to the TM and TE modes of the parallel plate guide.

TE Modes

The geometry of a rectangular waveguide is shown in Figure 3.7, where it is assumed that the guide is filled with a material of permittivity ϵ and permeability μ . It is standard convention to have the longest side of the waveguide along the x -axis, so that $a > b$.

TE waveguide modes are characterized by fields with $E_z = 0$, while H_z must satisfy the reduced wave equation of (3.21):

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2 \right) h_z(x, y) = 0, \quad (3.73)$$

with $H_z(x, y, z) = h_z(x, y)e^{-j\beta z}$; here $k_c = \sqrt{k^2 - \beta^2}$ is the cutoff wave number. The partial differential equation (3.73) can be solved by the method of separation of variables by letting

$$h_z(x, y) = X(x)Y(y) \quad (3.74)$$

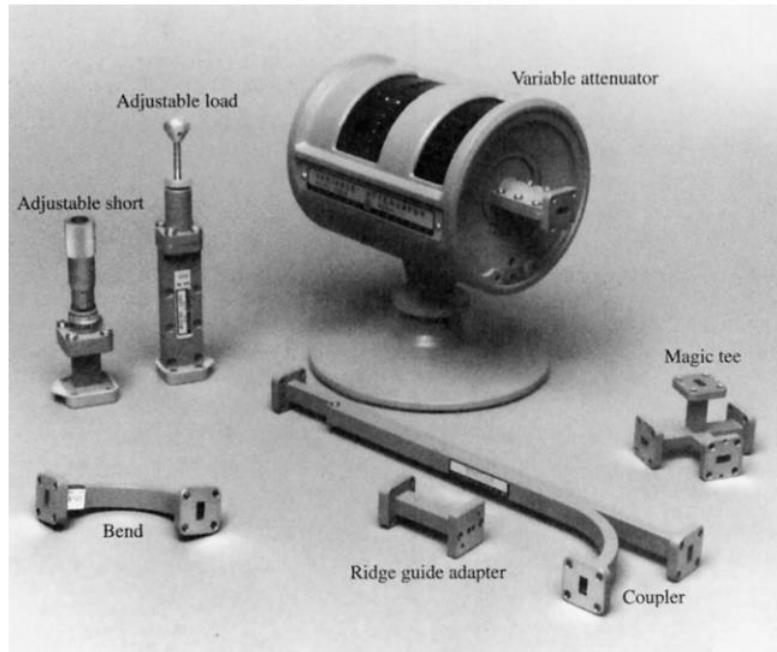


FIGURE 3.6 Photograph of Ka-band (WR-28) rectangular waveguide components. Clockwise from top: a variable attenuator, an E-H (magic) tee junction, a directional coupler, an adaptor to ridge waveguide, an E-plane swept bend, an adjustable short, and a sliding matched load.

and substituting into (3.73) to obtain

$$\frac{1}{X} \frac{d^2 X}{dx^2} + \frac{1}{Y} \frac{d^2 Y}{dy^2} + k_c^2 = 0. \quad (3.75)$$

Then, by the usual separation-of-variables argument (see Section 1.5), each of the terms in (3.75) must be equal to a constant, so we define separation constants k_x and k_y such that

$$\frac{d^2 X}{dx^2} + k_x^2 X = 0, \quad (3.76a)$$

$$\frac{d^2 Y}{dy^2} + k_y^2 Y = 0, \quad (3.76b)$$

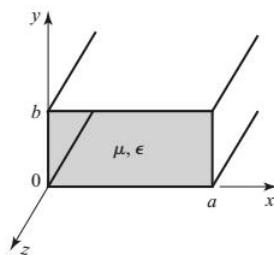


FIGURE 3.7 Geometry of a rectangular waveguide.

and

$$k_x^2 + k_y^2 = k_c^2. \quad (3.77)$$

The general solution for h_z can then be written as

$$h_z(x, y) = (A \cos k_x x + B \sin k_x x)(C \cos k_y y + D \sin k_y y). \quad (3.78)$$

To evaluate the constants in (3.78) we must apply the boundary conditions on the electric field components tangential to the waveguide walls. That is,

$$e_x(x, y) = 0, \quad \text{at } y = 0, b, \quad (3.79a)$$

$$e_y(x, y) = 0, \quad \text{at } x = 0, a. \quad (3.79b)$$

We therefore cannot use h_z of (3.78) directly but must first use (3.19c) and (3.19d) to find e_x and e_y from h_z :

$$e_x = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} k_y (A \cos k_x x + B \sin k_x x)(-C \sin k_y y + D \cos k_y y), \quad (3.80a)$$

$$e_y = \frac{j\omega\mu}{k_c^2} k_x (-A \sin k_x x + B \cos k_x x)(C \cos k_y y + D \sin k_y y). \quad (3.80b)$$

Then from (3.79a) and (3.80a) we see that $D = 0$, and $k_y = n\pi/b$ for $n = 0, 1, 2, \dots$. From (3.79b) and (3.80b) we have that $B = 0$ and $k_x = m\pi/a$ for $m = 0, 1, 2, \dots$. The final solution for H_z is then

$$H_z(x, y, z) = A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}, \quad (3.81)$$

where A_{mn} is an arbitrary amplitude constant composed of the remaining constants A and C of (3.78).

The transverse field components of the TE_{mn} mode can be found using (3.19) and (3.81):

$$E_x = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}, \quad (3.82a)$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}, \quad (3.82b)$$

$$H_x = \frac{j\beta m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}, \quad (3.82c)$$

$$H_y = \frac{j\beta n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}. \quad (3.82d)$$

The propagation constant is

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}, \quad (3.83)$$

which is seen to be real, corresponding to a propagating mode, when

$$k > k_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}.$$

Each mode (each combination of m and n) has a cutoff frequency $f_{c_{mn}}$ given by

$$f_{c_{mn}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}. \quad (3.84)$$

The mode with the lowest cutoff frequency is called the dominant mode; because we have assumed $a > b$, the lowest cutoff frequency occurs for the TE₁₀ ($m = 1, n = 0$) mode:

$$f_{c_{10}} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}}. \quad (3.85)$$

Thus the TE₁₀ mode is the dominant TE mode and, as we will see, the overall dominant mode of the rectangular waveguide. Observe that the field expressions for \bar{E} and \bar{H} in (3.82) are all zero if both $m = n = 0$; there is no TE₀₀ mode.

At a given operating frequency f only those modes having $f > f_c$ will propagate; modes with $f < f_c$ will lead to an imaginary β (or real α), meaning that all field components will decay exponentially away from the source of excitation. Such modes are referred to as *cutoff modes*, or *evanescent modes*. If more than one mode is propagating, the waveguide is said to be *overmoded*.

From (3.22) the wave impedance that relates the transverse electric and magnetic fields is

$$Z_{TE} = \frac{E_x}{H_y} = \frac{-E_y}{H_x} = \frac{k\eta}{\beta}, \quad (3.86)$$

where $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$ is the intrinsic impedance of the material filling the waveguide. Note that Z_{TE} is real when β is real (a propagating mode) but is imaginary when β is imaginary (a cutoff mode).

The guide wavelength is defined as the distance between two equal-phase planes along the waveguide and is equal to

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} > \frac{2\pi}{k} = \lambda, \quad (3.87)$$

which is thus greater than λ , the wavelength of a plane wave in the medium filling the guide. The phase velocity is

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} > \frac{\omega}{k} = 1/\sqrt{\mu\epsilon}, \quad (3.88)$$

which is greater than $1/\sqrt{\mu\epsilon}$, the speed of light (plane wave) in the medium.

In the vast majority of waveguide applications the operating frequency and guide dimensions are chosen so that only the dominant TE₁₀ mode will propagate. Because of the practical importance of the TE₁₀ mode, we will list the field components and derive the attenuation due to conductor loss for this case.

Specializing (3.81) and (3.82) to the $m = 1, n = 0$ case gives the following results for the TE₁₀ mode fields:

$$H_z = A_{10} \cos \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z}, \quad (3.89a)$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu a}{\pi} A_{10} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z}, \quad (3.89b)$$

$$H_x = \frac{j\beta a}{\pi} A_{10} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z}, \quad (3.89c)$$

$$E_x = E_z = H_y = 0. \quad (3.89d)$$

The cutoff wave number and propagation constant for the TE₁₀ mode are, respectively,

$$k_c = \pi/a, \quad (3.90)$$

$$\beta = \sqrt{k^2 - (\pi/a)^2}. \quad (3.91)$$

The power flow down the guide for the TE₁₀ mode can be calculated as

$$\begin{aligned} P_{10} &= \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_{x=0}^a \int_{y=0}^b \bar{E} \times \bar{H}^* \cdot \hat{z} dy dx \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_{x=0}^a \int_{y=0}^b E_y H_x^* dy dx \\ &= \frac{\omega \mu a^2}{2\pi^2} \operatorname{Re}(\beta) |A_{10}|^2 \int_{x=0}^a \int_{y=0}^b \sin^2 \frac{\pi x}{a} dy dx \\ &= \frac{\omega \mu a^3 |A_{10}|^2 b}{4\pi^2} \operatorname{Re}(\beta). \end{aligned} \quad (3.92)$$

Note that this result gives nonzero real power only when β is real, corresponding to a propagating mode.

Attenuation in a rectangular waveguide may occur due to dielectric loss or conductor loss. Dielectric loss can be treated by making ϵ complex and using the general result given in (3.29). Conductor loss is best treated using the perturbation method. The power lost per unit length due to finite wall conductivity is, from (1.131),

$$P_\ell = \frac{R_s}{2} \int_C |\bar{J}_s|^2 d\ell, \quad (3.93)$$

where R_s is the wall surface resistance, and the integration contour C encloses the inside perimeter of the guide walls. There are surface currents on all four walls, but from symmetry the currents on the top and bottom walls are identical, as are the currents on the left and right side walls. So we can compute the power lost in the walls at $x = 0$ and $y = 0$ and double their sum to obtain the total power loss. The surface current on the $x = 0$ (left) wall is

$$\bar{J}_s = \hat{n} \times \bar{H}|_{x=0} = \hat{x} \times \hat{z} H_z|_{x=0} = -\hat{y} H_z|_{x=0} = -\hat{y} A_{10} e^{-j\beta z}, \quad (3.94a)$$

and the surface current on the $y = 0$ (bottom) wall is

$$\begin{aligned} \bar{J}_s &= \hat{n} \times \bar{H}|_{y=0} = \hat{y} \times (\hat{x} H_x|_{y=0} + \hat{z} H_z|_{y=0}) \\ &= -\hat{z} \frac{j\beta a}{\pi} A_{10} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} + \hat{x} A_{10} \cos \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z}. \end{aligned} \quad (3.94b)$$

Substituting (3.94) into (3.93) gives

$$\begin{aligned} P_\ell &= R_s \int_{y=0}^b |J_{sy}|^2 dy + R_s \int_{x=0}^a [|J_{sx}|^2 + |J_{sz}|^2] dx \\ &= R_s |A_{10}|^2 \left(b + \frac{a}{2} + \frac{\beta^2 a^3}{2\pi^2} \right). \end{aligned} \quad (3.95)$$

The attenuation due to conductor loss for the TE₁₀ mode is then

$$\alpha_c = \frac{P_\ell}{2P_{10}} = \frac{2\pi^2 R_s(b + a/2 + \beta^2 a^3/2\pi^2)}{\omega \mu a^3 b \beta} \\ = \frac{R_s}{a^3 b \beta k \eta} (2b\pi^2 + a^3 k^2) \text{ Np/m.} \quad (3.96)$$

TM Modes

TM modes are characterized by fields with $H_z = 0$, while E_z must satisfy the reduced wave equation (3.25):

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2 \right) e_z(x, y) = 0, \quad (3.97)$$

with $E_z(x, y, z) = e_z(x, y)e^{-j\beta z}$ and $k_c^2 = k^2 - \beta^2$. Equation (3.97) can be solved by the separation-of-variables procedure that was used for TE modes. The general solution is

$$e_z(x, y) = (A \cos k_x x + B \sin k_x x)(C \cos k_y y + D \sin k_y y). \quad (3.98)$$

The boundary conditions can be applied directly to e_z :

$$e_z(x, y) = 0, \quad \text{at } x = 0, a, \quad (3.99a)$$

$$e_z(x, y) = 0, \quad \text{at } y = 0, b. \quad (3.99b)$$

We will see that satisfaction of these conditions on e_z will lead to satisfaction of the boundary conditions by e_x and e_y .

Applying (3.99a) to (3.98) shows that $A = 0$ and $k_x = m\pi/a$ for $m = 1, 2, 3, \dots$. Similarly, applying (3.99b) to (3.98) shows that $C = 0$ and $k_y = n\pi/b$ for $n = 1, 2, 3, \dots$. The solution for E_z then reduces to

$$E_z(x, y, z) = B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}, \quad (3.100)$$

where B_{mn} is an arbitrary amplitude constant.

The transverse field components for the TM_{mn} mode can be computed from (3.23) and (3.100) as

$$E_x = \frac{-j\beta m\pi}{a k_c^2} B_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}, \quad (3.101a)$$

$$E_y = \frac{-j\beta n\pi}{b k_c^2} B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}, \quad (3.101b)$$

$$H_x = \frac{j\omega \epsilon n\pi}{b k_c^2} B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}, \quad (3.101c)$$

$$H_y = \frac{-j\omega \epsilon m\pi}{a k_c^2} B_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}. \quad (3.101d)$$

As for the TE modes, the propagation constant is

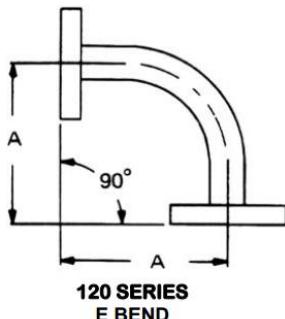
$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (3.102)$$

ضميمة دوم

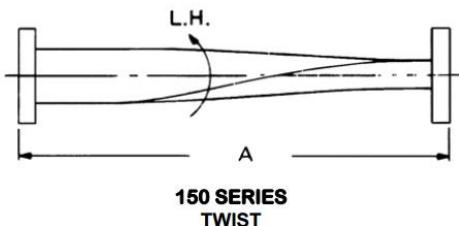
مشخصات موجبر wr112

SPECIFICATIONS

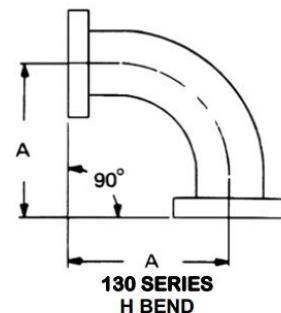
FREQUENCY (GHz)	WAVEGUIDE SIZE	STRAIGHT SECTION	E PLANE BEND		H PLANE BEND		TWIST		MATERIAL
			MODEL NO.	MODEL NO.	A	MODEL NO.	A	MODEL NO.	
STANDARD WAVEGUIDE									
1.0 – 1.45	WR770	E10	E120	24.0	E130	24.0	E150	—	A
1.12 – 1.70	WR650	L10	L120	15.0	L130	15.0	L150	24.0	A
1.45 – 2.20	WR510	LM10	LM120	15.0	LM130	15.0	LM150	24.0	A
1.70 – 2.60	WR430	LA10	LA120	15.0	LA130	15.0	LA150	24.0	A
2.20 – 3.30	WR340	LS10	LS120	12.0	LS130	12.0	LS150	24.0	A
2.60 – 3.95	WR284	S10	S120	4.75	S130	6.50	S150	11.0	A,C
3.30 – 4.90	WR229	B10	B120	5.00	B130	8.00	B150	12.0	A,C
3.95 – 5.85	WR187	G10	G120	3.00	G130	4.50	G150	8.0	A,C
4.90 – 7.05	WR159	D10	D120	4.25	D130	4.25	D150	7.0	A,C
5.85 – 8.20	WR137	J10	J120	2.38	J130	2.75	J150	6.0	A,C
7.05 – 10.0	WR112	H10	H120	1.50	H130	2.63	H150	6.0	A,C
7.0 – 11.0	WR102	W10	W120	2.31	W130	2.63	W150	6.0	A,C
8.2 – 12.4	WR90	X10	X120	1.50	X130	1.69	X150	6.0	A,C
10.0 – 15.0	WR75	M10	M120	1.50	M130	1.69	M150	6.0	A,C
12.4 – 18.0	WR62	P10	P120	1.69	P130	1.84	P150	6.0	A,C
15.0 – 22.0	WR51	N10	N120	1.50	N130	1.50	N150	4.0	A,C
18.0 – 26.5	WR42	K10	K120	1.50	K130	1.50	K150	3.5	A,C



120 SERIES
E BEND



150 SERIES
TWIST



130 SERIES
H BEND