

Reduciendo el Desenfoque de Haz en Antenas de Onda de Fuga Escaneadas usando Cavidades SIW Acopladas

(Recibido: 28/04/2016; Aceptado: 07/07/2016)

Poveda-García, M.; Gómez-Tornero, J.L.; Guzmán-Quirós, R.; Cañete-Rebenaque, D.

Grupo de Electromagnetismo Aplicado a las Telecomunicaciones (GEAT)

Dept. de Tecnologías de la Información y la Comunicación

Universidad Politécnica de Cartagena (UPCT)

Cartagena (Murcia), España

Teléfono: 628825050

Email: miguelpoveda92@gmail.com

Resumen. El diseño sistemático de antenas de onda de fuga (LWA) planas, directivas, de banda ancha usando cavidades acopladas mediante guías de onda integradas en sustrato (SIW) se reporta en este trabajo. El método de diseño está basado en teoría de filtros. Un ancho de banda de escaneo a 3dB de 1.5GHz con 10dBi de directividad a la frecuencia central de 15GHz (10% de ancho de banda fraccional) es conseguido para un ángulo de escaneo de 30° en elevación. Esto es mucho mayor que el 1.7% de ancho de banda fraccional normal en el mismo tipo de antenas con una sola cavidad SIW.

Palabras clave. Antenas de onda de fuga; guías de onda integradas en sustrato; reducción de desenfoque de haz; teoría de filtros.

Abstract. The systematic design of broadband, directive, scanned planar leaky-wave antennas using coupled-cavity substrate integrated waveguide technology is reported in this work. The design methodology is based on the optimization of the corresponding transverse resonance phase equation, so that a constant scanning angle condition is satisfied for a wide frequency band. A 3dB scanned pattern bandwidth of 1.5GHz with 10dBi directivity at a central frequency of 15GHz (10% fractional bandwidth), is reported for 30° elevation scanning angle. This is a much higher bandwidth than conventional 1.7% bandwidth associated to the same type of antenna with a single SIW cavity.

Keywords. filter theory; leaky-wave antennas; squint-beam reduction; substrate integrated waveguides.

1. Introducción

Las antenas de onda de fuga (LWAs) de escaneo son un tipo muy conocido de antenas debido a su simplicidad estructural, mecanismo de alimentación e inherente diagrama de radiación de escaneo de alta ganancia [8]. Sin embargo, un gran inconveniente de las LWAs cuando se aplican a enlaces punto a punto es su diagrama de radiación estrecho asociado con su respuesta de escaneo de haz en frecuencia. Esto conlleva un desenfoque de haz (beam-squint) indeseado cuando la frecuencia varía. Por este motivo, la comunidad de ingeniería de antenas ha puesto mucho interés recientemente en concebir nuevas configuraciones/tecnologías que reduzcan el perjudicial desenfoque de haz en frecuencia usando metamateriales [1], [4], metasustratos [9], o circuitos no Foster activos [10].

Los autores de este artículo propusieron en [3] un enfoque totalmente diferente para aumentar el ancho de banda de escaneo usando LWAs con múltiples cavidades acopladas mediante guías de onda integradas en sustrato (SIW) [5]. La topología propuesta se muestra en Fig.1b para el caso de orden 4. Varias cavidades resonantes con el uso de SIW de anchura W_n (desde $n=0$ hasta N) se colocan en paralelo, de modo que la energía electromagnética inyectada en la SIW de alimentación se acopla a las demás SIWs a través de las filas de postes metálicos, separados una distancia P_n entre si (ver Fig.1b).

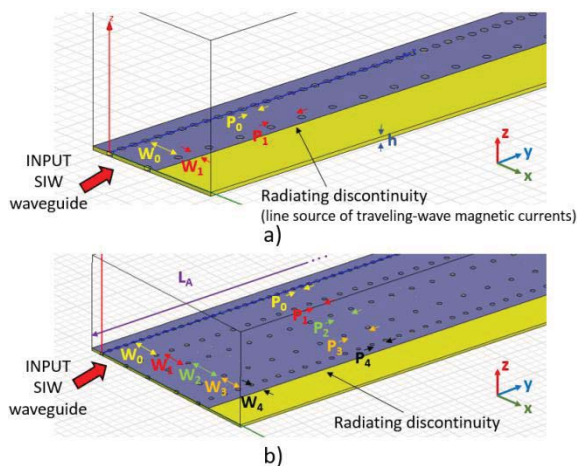


Fig 1. a) SIW LWA mono-cavidad (i.e., order N=1) b) SIW LWA multi-cavidad acoplada de orden N=4.

La radiación ocurre en forma de un hilo de corriente magnética equivalente a una onda progresiva en el borde de la línea strip. Así, el principal modo de propagación es una onda de fuga, cuyo número de onda longitudinal k_y (a lo largo de la dirección y) es complejo debido a la tasa de radiación por fuga a un ángulo de elevación θ_R , ambos son funciones dependientes de la frecuencia [8]:

$$k_y(f) = \beta_y(f) - j\alpha_y(f) \tag{1}$$

$$\sin \theta_R(f) = \beta_y(f)/k_0 = c_0 \beta_y(f)/2\pi f \tag{2}$$

2. Ancho de Banda de Patrón de Escaneo en LWAs

El ancho de banda de patrón de escaneo, SPBW, de una antena se define como el rango de frecuencias $[f_1, f_2]$ sobre el cual la ganancia a una dirección de observación fija θ_0 está por encima de -3dB con respecto a la ganancia a la frecuencia de diseño f_0 ($f_1 < f_0 < f_2$) [2]. Para el caso de una LWA, conforme la frecuencia varía, también lo hace el ángulo de escaneo, como se muestra en Fig.2, de modo que se puede considerar la siguiente condición:

$$\theta_R(f_1) + \frac{\Delta\theta_{-3dB}(f_1)}{2} = \theta_R(f_0) \quad (3)$$

$$\theta_R(f_2) - \frac{\Delta\theta_{-3dB}(f_2)}{2} = \theta_R(f_0) \quad (4)$$

donde $\theta_R(f)$ es el ángulo de escaneo a cualquier frecuencia descrito anteriormente (2), y $\Delta\theta_{-3dB}(f)$ su ancho de haz a mitad de potencia asociado. La siguiente expresión aproximada se puede obtener de (3) y (4), asumiendo que el ancho de haz no cambia con la frecuencia, i.e.: $\Delta\theta_{-3dB}(f_2) \approx \Delta\theta_{-3dB}(f_1) \approx \Delta\theta_{-3dB}(f_0)$, lo cual es una buena aproximación para antenas escaneadas en frecuencia con una gran apertura, muy directivas y de banda estrecha [8]:

$$\theta_R(f_2) - \theta_R(f_1) = \frac{\Delta\theta_{-3dB}(f_2)}{2} + \frac{\Delta\theta_{-3dB}(f_1)}{2} \approx \Delta\theta_{-3dB}(f_0) \quad (5)$$

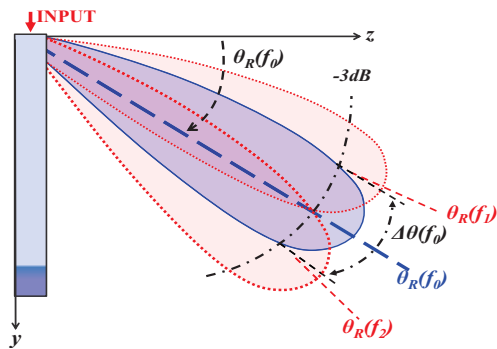


Fig.2. Definición de ancho de banda de patrón de escaneo (SPBW) a una dirección dada θ_R correspondiente a una frecuencia central f_0 , $\theta_R(f_0)$.

De (5), el SPBW se define del rango angular del patrón de escaneo SPAR usando las siguientes expresiones:

$$SPBW = \Delta f = f_2 - f_1 \quad (6)$$

$$SPAR = \Delta\theta = \theta_R(f_2) - \theta_R(f_1) \quad (7)$$

Alrededor de la frecuencia de diseño f_0 y su ángulo de escaneo asociado $\theta_R(f_0)$, se define un rango de ángulos permitidos θ_R :

$$\theta_R \in [\theta_R(f_0) - \delta\theta_R, \theta_R(f_0) + \delta\theta_R] \quad (8)$$

donde $\delta\theta_R$ es el error de escaneo permitido, definido por (5) y (8) como:

$$\delta\theta_R = \frac{\Delta\theta_{-3dB}(f_0)}{2} \quad (9)$$

El ancho de haz a -3dB se relaciona con la longitud de la antena, L_{antena} , por la siguiente expresión:

$$\Delta\theta_{-3dB}(f_0) \approx \frac{180/\pi}{L_{antena}/\lambda_0 \cdot \cos \theta_R} \quad (10)$$

Para dar una explicación más visual acerca de lo que es el SPBW, Fig.3 muestra la directividad a $\theta_R = 30^\circ$ de una SIW LWA de orden $N=1$ en un rango de frecuencias de 13GHz a 17GHz. Se obtiene un SPBW de 260MHz [14.8-15.06 GHz].

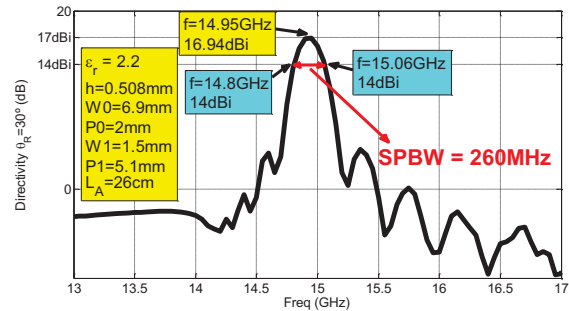


Fig. 3. Directivity at $\theta_R = 30^\circ$ for a $N=1$ order SIW LWA (HFSS).

La dispersión de esta antena se muestra en Fig.4 con el propósito de ver el rango de ángulos de escaneo permitidos y obtener gráficamente el valor de $\delta\theta_R$ en este caso. Un rango de ángulos de escaneo de 5° se obtiene alrededor de $\theta_R(f_0) = 30^\circ$. De acuerdo a (9), el error máximo en ángulo de escaneo es la mitad de este rango, por lo que $\delta\theta_R = 2.5^\circ$.

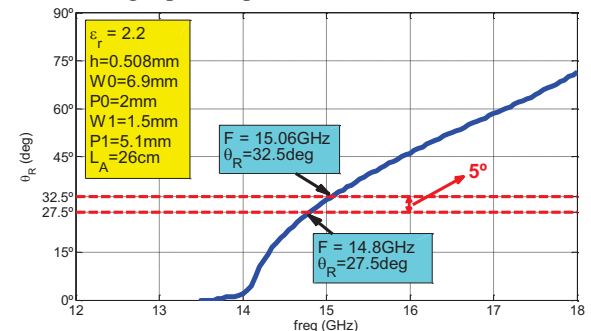


Fig. 4. Dispersion of a $N=1$ order SIW LWA (HFSS).

3. Diseño de LWA con Desenfoque de Haz Reducido

La SIW LWA de cavidades acopladas propuesta se puede analizar mediante su red transversa equivalente (TEN) [8], [3]. A lo largo de la dirección transversa x , la estructura equivalente tiene la forma de un filtro con resonadores acoplados [3], [7]. Los autores usaron esta perspectiva para aplicar teoría clásica de síntesis de filtros, de forma que la respuesta de escaneo en

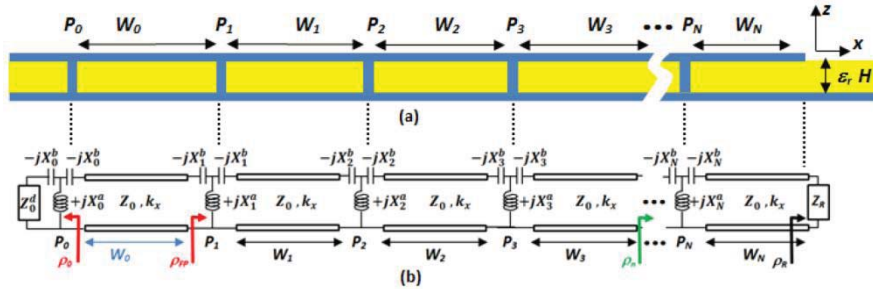


Fig. 5. a) Transverse xz-plane of SIW LWA b) TEN for a LWA formed by N transversely-coupled FP SIW cavity resonators.

frecuencia $\theta_{RAD}(f)$ puede ser optimizada para crear un ángulo de escaneo estable en una determinada banda ancha de frecuencia.

En Fig.5a se muestra la estructura en el plano transverso xz de la SIW LWA estudiada junto con su equivalente mediante elementos concentrados y líneas de transmisión (TEN) Fig.5b.

El proceso de optimización parte de la especificación de error máximo en el ángulo de apuntamiento, $\delta\theta_R$. Este error lo determina el ancho de haz a -3dB ($\Delta\theta_{-3dB}$) del diagrama de radiación de la antena (9).

A la longitud de antena escogida ($13\lambda_0$ a 15GHz), y con un ángulo de escaneo a la frecuencia central de diseño (15GHz) $\theta_R = 30^\circ$, este error en ángulo de apuntamiento es de $\delta\theta_R = \pm 2.5^\circ$ ($\Delta\theta_{-3dB} = 5^\circ$).

Para relacionar el error en ángulo de apuntamiento $\delta\theta_R$ con los parámetros de la antena, es necesario obtener la dispersión de la TEN. Para ello, la siguiente ecuación de resonancia transversa (TRE) se debe satisfacer [6]:

$$\rho_0 e^{-j2k_x W_0} \rho_{FP} = 1 \quad (11)$$

Donde ρ_0 y ρ_{FP} son los coeficientes de reflexión indicados en la Fig.5b y k_x el número de onda complejo en la dirección x, definido como:

$$k_x(f) = \beta_x(f) - j\alpha_x(f) \quad (12)$$

Introduciendo (12) en (11) se puede llegar a la siguiente relación [3]:

$$\varphi_{FP}^{OBJ}(f) = 4W_0 \frac{\pi f}{c_0} \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_R} - \varphi_0 + 2\pi q \quad (13)$$

Donde φ_{FP}^{OBJ} es la fase de ρ_{FP} que cumple la condición de resonancia de la TEN. Mediante la expresión anterior, teniendo en cuenta que φ_0 depende de frecuencia, P_0 y θ_R , pero que apenas varía para pequeños cambios en θ_R , se puede llegar a una relación entre el error máximo en el ángulo de apuntamiento, $\delta\theta_R$, y el error máximo permitido en φ_{FP}^{OBJ} , $\delta\varphi_{FP}$:

$$\delta\varphi_{FP} \approx 4W_0 \frac{\pi f_0}{c_0} \left[\sqrt{\epsilon_r - \sin^2(\theta_R + \delta\theta_R)} - \epsilon_r - \sin^2 \theta_R \right] \quad (14)$$

Por tanto, teniendo un error permitido de $\delta\theta_R = 2.5^\circ$ en el ángulo de apuntamiento, el error permitido en φ_{FP}^{OBJ} es de $\delta\varphi_{FP} = 3.5^\circ$ (con ángulo de apuntamiento de 30° a 15GHz).

Una vez se ha llegado a esa especificación y teniendo la TEN, se puede optimizar ésta para que el error en φ_{FP}^{OBJ} se mantenga dentro del rango permitido en una banda de frecuencias entorno a 15GHz lo más amplia posible mediante la herramienta de simulación MWO.

Fig.6 muestra los resultados para las antenas de órdenes $N=1$ y $N=4$ una vez se han optimizado las redes.

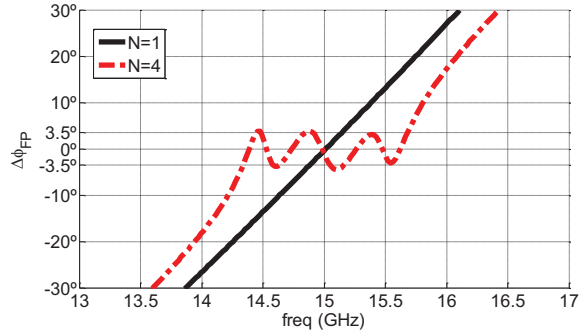


Fig. 6. Error de la fase de ρ_{FP} de las TEN diseñadas respecto a φ_{FP}^{OBJ} .

Estos resultados de error en la fase de la TEN se pueden traducir a ángulo de apuntamiento mediante una búsqueda numérica usando (7) y sumando 30° al error de ángulo obtenido. Fig.5 muestra estos resultados.

4. Resultados para una SIW LWA de escaneo de banda ancha

Fig.7 representa la respuesta de escaneo típica de una SIW LWA de orden $N=1$ (línea continua), que escanea a $\theta_{RAD}=30^\circ$ a la frecuencia de diseño de 15GHz [5]. Como se muestra en Fig.7, este ángulo se escanea rápidamente cuando varía la frecuencia a razón de $20^\circ/\text{GHz}$ aproximadamente.

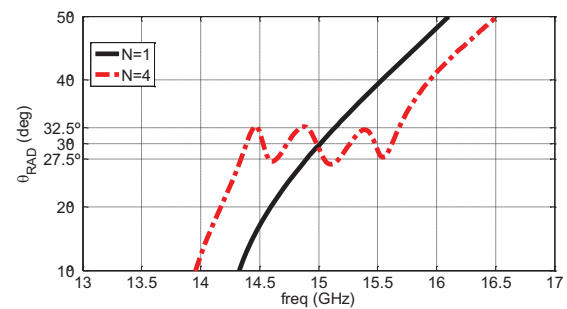


Fig. 7. Respuesta de escaneo en frecuencia estimada para los diseños de orden $N=1$ y $N=4$.

Si las dimensiones de las cavidades SIW en el caso $N=4$ se optimizan apropiadamente, se puede obtener una respuesta de escaneo de haz en frecuencia con un beam-squint reducido, como se muestra en Fig.7 en línea punteada. La restricción de optimización era una variación máxima del ángulo de radiación del modo leaky θ_{RAD} en el rango $30^\circ \pm 2.5^\circ$. Se obtiene una respuesta de tipo oscilatorio de $\theta_{RAD}(f)$ en este rango de ángulos en la banda de frecuencia de [14.2-15.7] GHz. Fig.8 muestra resultados de onda completa mediante

HFSS [11] para los diagramas de directividad (dBi) en este rango de frecuencias. El diseño de SIW LWA de orden $N=1$ proporciona una respuesta de escaneo en frecuencia típica, cuyo principal haz directivo (16.88dBi) escanea rápidamente con la frecuencia.

Si el ángulo de observación en campo lejano se fija al ángulo de elevación deseado de $\theta=30^\circ$, las variaciones en la directividad simulada mediante HFSS se pueden representar en función de la frecuencia. Este resultado se muestra en Fig.9, y permite determinar el ancho de banda como el rango en frecuencia en el cual las fluctuaciones en directividad no caen por debajo de 3dB de la directividad obtenida a la frecuencia central de diseño (15GHz en nuestro caso). Claramente, la directividad del diseño de orden $N=1$ presenta un máximo local para la frecuencia central de 14.95GHz (hay un desplazamiento en frecuencia entre los resultados teóricos y la simulación). Esta directividad cae rápidamente cuando la frecuencia varía, resultando en un ancho de banda de escaneo de 14.8GHz a 15.06GHz (260MHz, 1.73% de ancho de banda fraccional) obtenido de Fig.9 (línea continua).

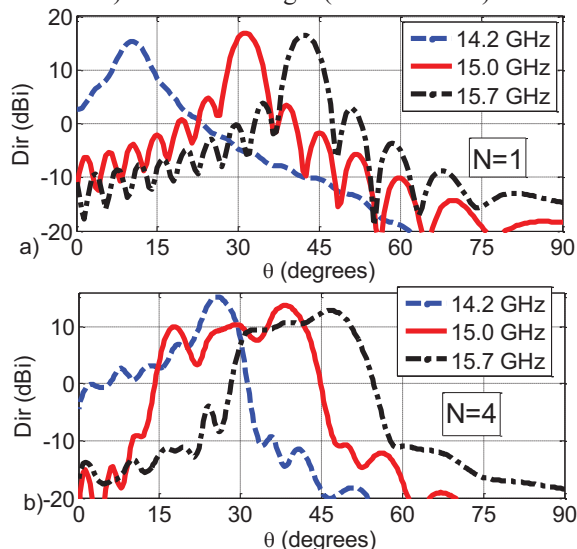


Fig. 8. Elevation directivity patterns at different frequencies for the a) $N=1$ b) $N=4$ designs (HFSS).

El nuevo diseño optimizado de cavidades acopladas con $N=4$ presenta un patrón de radiación muy diferente, como se muestra en Fig.8b. Un único haz estrecho a frecuencias bajas es fuertemente modificado por la aparición de varios lóbulos laterales cuando la frecuencia aumenta, lo que aumenta el patrón de interferencia resultante. Esto se traduce en un pico de directividad reducido (por debajo de 15dBi) comparado con el caso de orden $N=1$. Sin embargo, la ventaja del diseño multicavidad de orden $N=4$ se puede ver en Fig.9 (línea punteada), con un incremento en la estabilidad de la respuesta en frecuencia de la directividad a 30° . Este tipo de compromiso entre la ganancia de pico y el ancho de banda es bien conocido en teoría de antenas. La directividad para orden $N=4$ presenta desviaciones casi oscilatorias cuando se varía la frecuencia, en concordancia con la respuesta teórica de ángulo de radiación de escaneo en función de la frecuencia de Fig.7. Claramente, el ancho de banda de escaneo ha

aumentado sustancialmente seis veces gracias al uso de múltiples cavidades SIW acopladas. Se ha obtenido un ancho de banda de escaneo libre de desenfoque de 14.2GHz a 15.7GHz (1500MHz, 10% de ancho de banda fraccional).

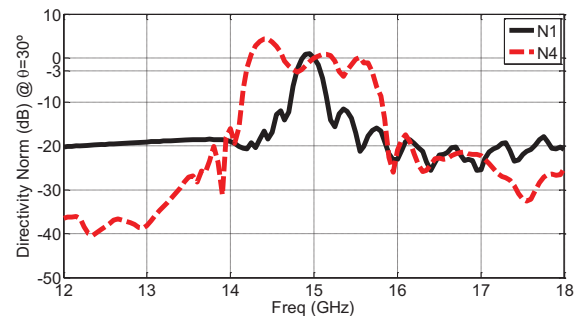


Fig. 9. Variation of normalized directivity at $\theta=30^\circ$ versus frequency for $N=1$ and $N=4$ designs (HFSS).

Referencias

- [1] Antoniadis M. A., Eleftheriades G. V. (2008) "A CPS leaky-wave antenna with reduced beam squinting using NRI-TL metamaterials," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 3, pp. 708–721.
- [1] Balanis C. A. (2005) *Antenna Theory*, 3rd ed., Singapore: Wiley, ch.2.11, pp. 70.
- [1] Gomez-Tornero J.L., Martinez-Ros A., Alvarez-Melcon A., Mesa F., Medina F. (2013) "Substrate integrated waveguide leaky-wave antenna with reduced beam squint," in *European Microwave Conference (EuMC 2013)*, pp.491-494, 6-10.
- [1] Kiasat Y., Alphones A. (2008) "A CRLH CPW leaky-wave antenna with reduced beam squinting," in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf. APMC.*, pp. 1–4.
- [1] Martinez-Ros A. J., Gomez-Tornero J. L., Goussetis G. (2012) "Planar leaky-wave antenna with flexible control of the complex propagation constant," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 3, pp. 1625-1630.
- [1] Martinez-Ros A.J., Gomez-Tornero J.L., Quesada-Pereira F.D. "Efficient analysis and design of novel SIW leaky-wave antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagat. Lett.*, in press.
- [1] Matthaei G. L., Young L., Jones E. M. T. (1965) *Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures*. New York: McGraw-Hill.
- [1] Oliner A. A., Jackson D. R. (2007) "Leaky-wave antennas," in *Antenna Engineering Handbook*, J. L. Volakis, Ed., 4th ed. New York: McGraw-Hill, ch. 11.
- [1] Shahvarpour A., Alvarez-Melcon A., Caloz C. (2010) "Bandwidth enhancement and beam squint reduction of leaky modes in a uniaxially anisotropic meta-substrate," in *Proc. Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, pp. 1–4.
- [1] Sievenpiper D. F. (2011) "Superluminal waveguides based on non-Foster circuits for broadband leaky-wave antennas," *IEEE Antennas and Wireless Propagat. Lett.*, vol.10, pp.231-234.
- [1] Ansoft HFSS Version 12.0 1984–2011, Ansoft Corporation.