

OPEN Sub-terahertz near field channel measurements and analysis with beamforming and Bessel beams

Duschia Bodet^{1✉}, Vitaly Petrov², Sergey Petrushkevich² & Josep M. Jornet¹

Sub-terahertz communications (100–300 GHz) are explored today as a candidate technology to enable extremely high-rate, low-latency data services and high-resolution sensing in beyond-fifth-generation (beyond-5G) wireless networks. However, these sub-terahertz wireless systems will often have to operate in the near field, where the signal propagation does not follow canonical far-field models, including the commonly used free space path loss equation. Instead, the signal propagation in the near field follows more complex patterns that are not well-captured with analytical far-field models standardized for 5G research. Moreover, state-of-the-art beamforming solutions exploited heavily in fourth-generation (4G) and 5G networks are notably less efficient in the near field. In this article, the near-field sub-terahertz channel is accurately measured and analyzed. In addition to state-of-the-art beamforming, the article also analyzes the sub-terahertz channel measurements when using near-field-specific Bessel beams that demonstrate fewer power fluctuations in the near field in addition to higher focusing gain. Novel distance-centric and angle-centric dependencies reported in this article may serve as a reference when developing next-generation channel models for sixth-generation (6G) and beyond-6G near-field sub-terahertz wireless systems.

While the standardization process for the fifth-generation (5G) wireless networks is coming to its end in a few years with the 3GPP work on New Radio (NR) Release 19 already started in 2024 and NR Release 20 expected to be the last 5G-Advanced release, the research community is slowly shifting its focus toward beyond-5G wireless technologies^{1–4}. Despite controversial commercial results for first deployments of 5G-grade millimeter-wave radio (mmWave, 30–71 GHz) and the recent desire to unlock extensive spectrum in “mid bands” (7–24 GHz) for data exchange, it is almost inevitable that next-generation networks (either within the sixth-generation, 6G, or beyond-6G timeline) will eventually also harness higher frequencies laying in the sub-terahertz (sub-THz) band between 100 and 300 GHz^{5,6}. High-frequency and ultra-broadband sub-THz wireless systems are particularly identified as a candidate enabler for extremely high-rate, low-latency, and high-reliability 6G and beyond-6G services, as well as high-resolution wireless network sensing^{7–12}.

The principal difference between state-of-the-art 5G-grade mmWave systems and beyond-5G sub-THz wireless communications is the fact that the latter will often have to operate in the near field¹. While the entire research and development area on near-field communications is not fundamentally new¹³, applying state-of-the-art knowledge to ultra-broadband, extremely directional, and high-rate sub-THz systems faces severe challenges. Specifically, the relatively large physical size of sub-THz antennas together with the short wavelength make the near-field zone around the transmitter antenna non-negligible. The actual length will vary substantially depending on the use case and setup, but following a canonical Fraunhofer distance equation (the boundary between the near-field and far-field regions)¹⁴ it becomes evident that the sub-THz near-field zone may easily expand over several tens of meters ultimately reaching a few hundreds of meters in extreme configurations^{1,15}. Hence, several prospective use cases for sub-THz wireless communications, including high-rate wireless local area networks (WLANs) and small cells, will have to often operate in the near field¹⁶. It has been recently mathematically proven that any ultra-broadband *mobile* sub-THz wireless network will always have at least a few users in the near field¹⁷.

¹Department of Electrical and Computer Engineering and Institute for the Wireless Internet of Things, Northeastern University, Boston, MA 02115, USA. ²Division of Communications Systems, School of Electrical Engineering and Computer Science, KTH Royal Institute of Technology, 114 28 Stockholm, Sweden. ✉email:

In this sub-THz near-field zone, the phase difference between the components of the electromagnetic (EM) wave arriving at different parts of the receiver antenna is non-negligible anymore, hence contradicting the plane wave assumption. The plane wave assumption in turn is a basis for widely-utilized far-field propagation models, including the common free space path loss (FSPL) model following a closed-form equation by Friis from 1946⁴⁸. In contrast, near-field sub-THz channels feature complex and non-monotonic behavior, where the average received power may even increase with the spreading distance in certain cases that strictly contradicts the far-field Friis law^{4,19,20}. *Accurately and comprehensively characterizing the sub-THz propagation in the near field is one of the essential steps toward harnessing these attractive bands in 6G and beyond-6G wireless systems*^{5,15}.

Another key novel concept for sub-THz near-field propagation is related to the *wavefront engineering*—the process of adjusting the amplitude and phase profile of the EM wave to propagate in a certain way. In the near field, non-planar wave propagation provides additional flexibility in designing beams²⁸. Conventional state-of-the-art beamforming solutions result in Gaussian beams, but in the near-field, the set of possible design options also includes beamfocusing (sometimes referred to as “near-field beamforming”) ^{16,21}, curved-shape Airy beams²², and Bessel beams^{23,24}, among other options. Recently, THz and sub-THz Bessel beams have attracted particular interest due to their non-diffracting nature (focusing a substantial part of the energy alongside a fixed-length straight vector segment in the near field^{20,24}), as well as their self-healing properties which allow them to overcome partial signal blockage^{10,25}. A variety of recent works have characterized the propagation of THz or sub-THz Bessel beams generated using polytetrafluorethylene axicons²⁶, 3-D printed diffractive axicons²⁷, and even a plasmonic beamforming technology²⁸. Pulsed THz Bessel beams have also been explored for their potential in communications and sensing^{29,30}. Particularly, the self-healing property of Bessel beams is of high importance for high-rate low-latency high-reliability services in 6G and beyond, including eXtended Reality (XR) and the Metaverse, as frequent blockage of sub-THz links by stationary and mobile obstacles may compromise stringent latency and reliability quality of service (QoS) constraints^{31–33}.

Over the recent decades, THz and sub-THz communication channels have been studied in various use cases, from next-generation indoor wireless networks^{34,35} down to wireless-networks-on-chip (WNoC) on one end³⁶ and up to sub-THz satellite links on the other³⁷. These primarily include extensive modeling efforts with dozens of channel and propagation models reported to date^{4,38}. However, the overwhelming majority of these sub-THz and THz channel models are built with the far-field assumption in mind, so are not fully applicable to characterize complex propagation in the sub-THz near field. To date, only a very limited fraction of sub-THz channel models account for near-field propagation effects, primarily either related to the near-field sensing^{36,40}, focused on the near-field propagation in the human body^{41–43}, or, recently, modeling sub-THz multiple-antenna systems in the near field as a superposition of several far-field systems^{44–47}.

As the observed near-field sub-THz channel features complex non-monotonic propagation, it is desired to have reliable reference measurements in the sub-THz near-field to verify existing and future channel models for 6G and beyond-6G sub-THz high-rate communication systems. The majority of available measurement-based studies on sub-THz communication channels are however also far-field, by design^{75,48–51}, as further reflected in the latest surveys and tutorials on the topic^{4,52}. Complementing the far-field-centric measurement studies above, some recent works made attempts to empirically characterize the near-field sub-THz communication channel. Among others, J. Fu et al.⁵³ illustrated the effect of separation distance for several frequencies and compared the results with their developed model. Further, Y. Wang et al.⁵⁵ compared the path gain and the phase change across the far field and the near field using a virtual antenna array. There are a few other empirical studies available, however, the overwhelming majority of measurement-based works for near-field communications are focused on lower frequencies in the microwave and mmWave bands^{54–56}. Hence, to the best of the authors' knowledge, the set of available reference measurements for near-field sub-THz communications covering all the key dimensions together (distance, angle, frequency, and beam type/wavefront) is limited to date.

Motivated by the continuously growing interest in near-field sub-THz communications on one side and the limited availability of reliable comprehensive channel measurements for near-field sub-THz links on the other, we attempt to close this gap in the current article. In this work, experimental results and their analysis are provided for near-field propagation in sub-THz 6G and beyond wireless communications. Specifically, four key dependencies are explored together related to the effect of distance, the effect of offset angle, the effect of frequency, and the effect of the utilized sub-THz beam. For the latter, a direct comparison between a conventional Gaussian beam (produced e.g., as a result of 5G-grade beamforming)^{14,37–39} and a non-diffracting sub-THz Bessel beam (further described in Methods)^{23,24} is provided. Our study particularly indicates a notable difference in the system characteristics with the Gaussian beam and with the Bessel beam thus confirming the importance of accounting for the transmitted signal's beam type when operating in the sub-THz near field. On top of specific observations and conclusions made in the article, the work also provides illustrative measurement data that can be used as a reference when developing near-field-specific 6G and beyond-6G channel models for sub-THz wireless communication systems.

Results

In this study, four major near-field-specific propagation effects are explored for sub-THz communications. The first is the effect of the separation distance between the transmitting and receiving antennas. The second is the effect of the offset angle of the transmitting antenna from 0 degrees (corresponding to perfect alignment between the transmitting and receiving antennas). Here, the obtained results illustrate the non-trivial differences between the antenna radiation diagram at various distances within the near field and the well-established radiation diagram of the same antenna in the far field. Third, we also illustrate how the change in the sub-THz frequency impacts the propagation characteristics when both the separation distance and the offset angle stay the same. Finally, the fourth key effect explored is the effect of the type of beam utilized for communications. Specifically, the last subsection presents a comparison between the results with a Gaussian beam (often the resulting type

Sub-terahertz near field channel measurements and analysis with beamforming and Bessel beams

Duschia Bodet 1*, Vitaly Petrov 2, Sergey Petrushkevich 1 & Josep M. Jornet

ارتباطات زیر تراهرتز (100 تا 300 گیگاهرتز) امروزه به عنوان یک فناوری کاندید برای فعال کردن سرویس‌های داده با نرخ بسیار بالا، تأخیر کم و حسگری با وضوح بالا در شبکه‌های بی‌سیم فراتر از نسل پنجم (فراتر از G5) مورد بررسی قرار می‌گیرند. با این حال، این سیستم‌های بی‌سیم زیر تراهرتز اغلب باید در میدان نزدیک کار کنند، جایی که انتشار سیگنال از مدل‌های متعارف میدان دور، از جمله معادله اتلاف مسیر فضای آزاد که معمولاً استفاده می‌شود، پیروی نمی‌کند. در عوض، انتشار سیگنال در میدان نزدیک از الگوهای پیچیده‌تری پیروی می‌کند که با مدل‌های تحلیلی میدان دور استاندارد شده برای تحقیقات G5 به خوبی ثبت نمی‌شوند. علاوه بر این، راه‌حل‌های پیشرفته شکل‌دهی پرتو که به شدت در شبکه‌های نسل چهارم (G4) و G5 مورد استفاده قرار می‌گیرند، به طور قابل توجهی در میدان نزدیک کارایی کمتری دارند.

این مقاله کانال زیرتراهرتز میدان نزدیک به طور دقیق اندازه‌گیری و تجزیه و تحلیل می‌شود. علاوه بر شکل‌دهی پرتو پیشرفته، این مقاله همچنین اندازه‌گیری‌های کانال زیرتراهرتز را هنگام استفاده از پرتوهای بسل مخصوص میدان نزدیک که نوسانات توان کمتری را در میدان نزدیک علاوه بر بهره تمرکز بالاتر نشان می‌دهند، تجزیه و تحلیل می‌کند. وابستگی‌های جدید فاصله محور و زاویه محور گزارش شده در این مقاله

می‌تواند به عنوان مرجعی در توسعه مدل‌های کانال نسل بعدی برای سیستم‌های بی‌سیم زیرتراهرتز میدان نزدیک نسل ششم (G6) و فراتر از G6 عمل کند.

در حالی که فرآیند استانداردسازی شبکه‌های بی‌سیم نسل پنجم (G5) در چند سال آینده به پایان خود نزدیک می‌شود، کار GPP3 روی نسخه 19 رادیوی جدید (NR) از سال 2024 آغاز شده است و انتظار می‌رود نسخه NR 20 آخرین نسخه G-Advanced5 باشد، جامعه تحقیقاتی به آرامی تمرکز خود را به سمت فناوری‌های بی‌سیم فراتر از G5 تغییر می‌دهد. 1-4. علیرغم نتایج تجاری بحث‌برانگیز برای اولین استقرار رادیو موج میلی‌متری درجه G5 (mmWave, 30-71 گیگاهرتز) و تمایل اخیر برای آزادسازی طیف گسترده در "باند‌های میانی" (7-24 گیگاهرتز) برای تبادل داده، تقریباً اجتناب‌ناپذیر است که شبکه‌های نسل بعدی (چه در جدول زمانی نسل ششم، G6، یا فراتر از G6) در نهایت فرکانس‌های بالاتر را که در باند زیر تره‌رتز (زیر تره‌رتز) بین 100 تا 300 گیگاهرتز قرار دارند، مهار کنند. 5،6 سیستم‌های بی‌سیم فرکانس بالا و فوق پهن‌بند زیر تره‌رتز به طور خاص به عنوان یک عامل توانمندساز کاندید برای خدمات G6 و فراتر از G6 با نرخ بسیار بالا، تأخیر کم و قابلیت اطمینان بالا و همچنین حسگری شبکه بی‌سیم با وضوح بالا شناخته می‌شوند. 7-12

تفاوت اصلی بین سیستم‌های پیشرفته موج میلی‌متری درجه G5 و ارتباطات بی‌سیم زیر تراهرتز فراتر از G5 این واقعیت است که دومی اغلب باید در میدان نزدیک کار کند³. در حالی که کل حوزه تحقیق و توسعه در ارتباطات میدان نزدیک اساساً جدید نیست¹³، به‌کارگیری دانش پیشرفته در سیستم‌های زیر تراهرتز با پهنای باند بسیار بالا، بسیار جهت‌دار و با نرخ بالا با چالش‌های جدی روبرو است.

به طور خاص، اندازه فیزیکی نسبتاً بزرگ آنتن‌های زیر تراهرتز به همراه طول موج کوتاه، ناحیه میدان نزدیک اطراف آنتن فرستنده را غیرقابل اغماض می‌کند. طول واقعی بسته به مورد استفاده و تنظیمات، به طور قابل توجهی متفاوت خواهد بود، اما با پیروی از معادله فاصله فرانیهوفر متعارف (مرز بین مناطق میدان نزدیک و میدان دور)¹⁴، آشکار می‌شود که ناحیه میدان نزدیک زیر تراهرتز می‌تواند به راحتی در طول چند ده متر گسترش یابد و در نهایت در پیکربندی‌های شدید به چند صد متر برسد^{15، 3}. از این رو، چندین مورد استفاده احتمالی برای ارتباطات بی‌سیم زیر تراهرتز، از جمله شبکه‌های محلی بی‌سیم با نرخ بالا (WLAN) و سلول‌های کوچک، اغلب باید در میدان نزدیک کار کنند¹⁶. اخیراً از نظر ریاضی ثابت شده است که هر شبکه بی‌سیم سیار زیر تراهرتز با پهنای باند فوق‌العاده بالا، همیشه حداقل چند کاربر در میدان نزدیک خواهد داشت¹⁷.

در این ناحیه میدان نزدیک زیر تراهرتز، اختلاف فاز بین اجزای موج الکترومغناطیسی (EM) که به قسمت‌های مختلف آنتن گیرنده می‌رسند، دیگر قابل اغماض نیست، از این رو با فرض موج صفحه‌ای در تضاد است. فرض موج صفحه‌ای به نوبه خود مبنایی برای مدل‌های انتشار میدان دور پرکاربرد، از جمله مدل تلفات مسیر فضای آزاد مشترک (FSPL) است که از یک معادله فرم بسته توسط فریس از سال ۱۹۴۶ پیروی می‌کند. در مقابل، کانال‌های زیر تراهرتز میدان نزدیک دارای رفتار پیچیده و غیریکنواخت هستند، که در آن میانگین توان دریافتی حتی ممکن است با فاصله پخش در موارد خاص افزایش یابد که کاملاً با قانون فریس میدان دور در تضاد است. ۳،۱۹،۲۰. توصیف دقیق و جامع انتشار زیر تراهرتز در میدان نزدیک یکی از گام‌های اساسی برای مهار این باندهای جذاب در سیستم‌های بی‌سیم G₆ و فراتر از G₆ است. ۳،۱۵. یکی دیگر از مفاهیم کلیدی و جدید برای انتشار میدان نزدیک زیر تراهرتز مربوط به مهندسی جبهه موج است - فرآیند تنظیم دامنه و پروفیل فاز موج EM برای انتشار به روشی خاص. در میدان نزدیک، انتشار موج غیرمسطح، انعطاف‌پذیری بیشتری در طراحی پرتوها فراهم می‌کند 20. راه‌حل‌های مرسوم و پیشرفته برای شکل‌دهی پرتو منجر به پرتوهای گاوسی می‌شوند، اما در میدان نزدیک، مجموعه گزینه‌های طراحی ممکن شامل تمرکز پرتو (که گاهی اوقات به عنوان "شکل‌دهی پرتو میدان نزدیک" نیز شناخته می‌شود) 16، 21، پرتوهای ایری منحنی شکل 22، و پرتوهای

بسل 23،24 و گزینه‌های دیگر نیز می‌شود. اخیراً، پرتوهای بسل تراهرتز و زیر تراهرتز به دلیل ماهیت غیرپراش خود (متمرکز کردن بخش قابل توجهی از انرژی در امتداد یک بخش بردار مستقیم با طول ثابت در میدان نزدیک 20،24) و همچنین خواص خودترمیمی آنها که به آنها امکان غلبه بر انسداد جزئی سیگنال 10،25 را می‌دهد، توجه ویژه‌ای را به خود جلب کرده‌اند. طیف وسیعی از کارهای اخیر، انتشار پرتوهای بسل تراهرتز یا زیر تراهرتز تولید شده با استفاده از اکسیکون‌های پلی تترافلورواتلن 26، اکسیکون‌های پراش چاپ سه‌بعدی 27 و حتی یک فناوری شکل‌دهی پرتو پلاسمونیک 28 را توصیف کرده‌اند. پرتوهای بسل تراهرتز پالسی نیز به دلیل پتانسیل خود در ارتباطات و حسگری 29،30 مورد بررسی قرار گرفته‌اند. به ویژه، خاصیت خودترمیمی پرتوهای بسل برای خدمات با نرخ بالا، تأخیر کم و قابلیت اطمینان بالا در G6 و فراتر از آن، از جمله واقعیت توسعه‌یافته (XR) و متاورس، از اهمیت بالایی برخوردار است، زیرا انسداد مکرر پیوندهای زیر تراهرتز توسط موانع ثابت و متحرک ممکن است محدودیت‌های دقیق تأخیر و قابلیت اطمینان کیفیت خدمات (QoS) را به خطر بیندازد 31-33.

در طول دهه‌های اخیر، کانال‌های ارتباطی تراهرتز و زیر تراهرتز در موارد استفاده مختلفی مورد مطالعه قرار گرفته‌اند، از شبکه‌های بی‌سیم داخلی نسل بعدی 34،35 گرفته تا شبکه‌های بی‌سیم روی تراشه (WNoC) در یک طرف 36 و تا لینک‌های ماهواره‌ای زیر تراهرتز در طرف دیگر 37. این

موارد عمدتاً شامل تلاش‌های مدل‌سازی گسترده با ده‌ها مدل کانال و انتشار گزارش شده تا به امروز 38،8 است. با این حال، اکثریت قریب به اتفاق این مدل‌های کانال زیر تراهرتز و تراهرتز با فرض میدان دور ساخته شده‌اند، بنابراین برای توصیف انتشار پیچیده در میدان نزدیک زیر تراهرتز به طور کامل قابل اجرا نیستند. تا به امروز، تنها بخش بسیار محدودی از مدل‌های کانال زیر تراهرتز، اثرات انتشار میدان نزدیک را در نظر می‌گیرند، که عمدتاً یا مربوط به حسگری میدان نزدیک 39،40 هستند که بر انتشار میدان نزدیک در بدن انسان 41-43 متمرکز شده‌اند، یا اخیراً، سیستم‌های چند آنتنی زیر تراهرتز در میدان نزدیک را به عنوان برهم‌نهی چندین سیستم میدان دور 44-47 مدل‌سازی می‌کنند.

از آنجایی که کانال زیر تراهرتز میدان نزدیک مشاهده‌شده، انتشار غیریکنواخت پیچیده‌ای را نشان می‌دهد، مطلوب است که اندازه‌گیری‌های مرجع قابل اعتمادی در میدان نزدیک زیر تراهرتز داشته باشیم تا مدل‌های کانال موجود و آینده را برای سیستم‌های ارتباطی پرسرعت زیر تراهرتز G6 و فراتر از G6 تأیید کنیم. با این حال، اکثر مطالعات مبتنی بر اندازه‌گیری موجود در مورد کانال‌های ارتباطی زیر تراهرتز، از نظر طراحی، میدان دور نیز هستند 35،48-51، همانطور که در آخرین بررسی‌ها و آموزش‌های مربوط به این موضوع 38،8 بیشتر منعکس شده است. در تکمیل مطالعات اندازه‌گیری متمرکز بر میدان دور فوق، برخی از کارهای اخیر تلاش‌هایی را برای توصیف تجربی کانال ارتباطی زیر تراهرتز میدان

نزدیک انجام داده‌اند. در میان دیگران، جی. فو و همکاران. 52 تأثیر فاصله جدایی را برای چندین فرکانس نشان دادند و نتایج را با مدل توسعه‌یافته خود مقایسه کردند. علاوه بر این، وای. وانگ و همکاران. 53

با استفاده از یک آرایه آنتن مجازی، بهره مسیر و تغییر فاز در میدان دور و نزدیک را مقایسه کردند. چند مطالعه تجربی دیگر نیز در دسترس است، با این حال، اکثریت قریب به اتفاق کارهای مبتنی بر اندازه‌گیری برای ارتباطات میدان نزدیک بر فرکانس‌های پایین‌تر در باندهای مایکروویو و mmWave متمرکز هستند 54-56. از این رو، تا آنجا که نویسندگان می‌دانند، مجموعه اندازه‌گیری‌های مرجع موجود برای ارتباطات زیر تراهرتز میدان نزدیک که تمام ابعاد کلیدی (فاصله، زاویه، فرکانس و نوع پرتو/جبهه موج) را پوشش می‌دهد، تا به امروز محدود است.

با توجه به علاقه روزافزون به ارتباطات زیر تراهرتز میدان نزدیک از یک سو و دسترسی محدود به اندازه‌گیری‌های جامع کانال قابل اعتماد برای لینک‌های زیر تراهرتز میدان نزدیک از سوی دیگر، ما در مقاله حاضر تلاش می‌کنیم تا این شکاف را پر کنیم. در این کار، نتایج تجربی و تحلیل آنها برای انتشار میدان نزدیک در ارتباطات بی‌سیم زیر تراهرتز G6 و فراتر از آن ارائه شده است. به طور خاص، چهار وابستگی کلیدی مربوط به اثر فاصله، اثر زاویه افست، اثر فرکانس و اثر پرتو زیر تراهرتز مورد استفاده، با هم بررسی شده‌اند. برای مورد دوم، مقایسه مستقیمی بین یک پرتو گاوسی معمولی (که مثلاً در نتیجه شکل‌دهی پرتو با درجه G5 تولید

می‌شود) 57، 14-59 و یک پرتو بسل زیر تراهرتز بدون پراش (که در بخش روش‌ها بیشتر توضیح داده شده است) 24، 23 ارائه شده است. مطالعه ما به طور خاص تفاوت قابل توجهی را در ویژگی‌های سیستم با پرتو گاوسی و پرتو بسل نشان می‌دهد و بنابراین اهمیت در نظر گرفتن نوع پرتو سیگنال ارسالی هنگام کار در میدان نزدیک زیر تراهرتز را تأیید می‌کند. علاوه بر مشاهدات و نتیجه‌گیری‌های خاص انجام شده در مقاله، این کار همچنین داده‌های اندازه‌گیری گویایی را ارائه می‌دهد که می‌تواند به عنوان مرجع هنگام توسعه مدل‌های کانال G6 و فراتر از G6 مخصوص میدان نزدیک برای سیستم‌های ارتباطی بی‌سیم زیر تراهرتز مورد استفاده قرار گیرد.

با توجه به علاقه روزافزون به ارتباطات زیر تراهرتز میدان نزدیک از یک سو و دسترسی محدود به اندازه‌گیری‌های جامع کانال قابل اعتماد برای لینک‌های زیر تراهرتز میدان نزدیک از سوی دیگر، ما در مقاله حاضر تلاش می‌کنیم تا این شکاف را پر کنیم. در این کار، نتایج تجربی و تحلیل آنها برای انتشار میدان نزدیک در ارتباطات بی‌سیم زیر تراهرتز G6 و فراتر از آن ارائه شده است. به طور خاص، چهار وابستگی کلیدی مربوط به اثر فاصله، اثر زاویه افست، اثر فرکانس و اثر پرتو زیر تراهرتز مورد استفاده، با هم بررسی شده‌اند. برای مورد دوم، مقایسه مستقیمی بین یک پرتو گاوسی معمولی (که مثلاً در نتیجه شکل‌دهی پرتو با درجه G5 تولید می‌شود) 57، 14-59 و یک پرتو بسل زیر تراهرتز بدون پراش (که در

بخش روش‌ها بیشتر توضیح داده شده است) 23، 24 ارائه شده است. مطالعه ما به طور خاص تفاوت قابل توجهی را در ویژگی‌های سیستم با پرتو گاوسی و پرتو بسل نشان می‌دهد و بنابراین اهمیت در نظر گرفتن نوع پرتو سیگنال ارسالی هنگام کار در میدان نزدیک زیر تراهرتز را تأیید می‌کند. علاوه بر مشاهدات و نتیجه‌گیری‌های خاص انجام شده در مقاله، این کار همچنین داده‌های اندازه‌گیری گویایی را ارائه می‌دهد که می‌تواند به عنوان مرجع هنگام توسعه مدل‌های کانال G6 و فراتر از G6 مخصوص میدان نزدیک برای سیستم‌های ارتباطی بی‌سیم زیر تراهرتز مورد استفاده قرار گیرد.

Effects of separation distance and frequency in the sub-THz near field for a Gaussian beam

The impact of the transmission distance on the received power in the near field is shown in Fig. 1. Each panel displays the received power in dBm for a linear sweep performed using the Gaussian beam at a different range of distances within the sub-THz near field. The solid lines are the measured results, and the dashed lines show what the expected received power would be according to the far-field Friis path loss equation¹⁸:

$$P_{rx} = G_{tx} + G_{rx} + P_{tx} + 20 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right), \quad (1)$$

اثرات فاصله جداسازی و فرکانس در میدان نزدیک زیر تراهرتز برای یک پرتو گاوسی

تأثیر فاصله انتقال بر توان دریافتی در میدان نزدیک در شکل 1 نشان داده شده است. هر پنل

توان دریافتی را بر حسب dBm برای یک پیمایش خطی انجام شده با استفاده از پرتو گاوسی در محدوده متفاوتی از فواصل در میدان نزدیک زیر تراهرتز نشان می‌دهد. خطوط ممتد نتایج اندازه‌گیری شده هستند و

خطوط چین‌دار نشان می‌دهند که توان دریافتی مورد انتظار طبق معادله تلفات مسیر فریس در میدان دور چقدر خواهد بود¹⁸:

where G_{tx} and G_{rx} are the gains of the transmit and receive antennas respectively, P_{tx} is the transmit power in dBm, λ is the signal wavelength and d is the transmission distance.

There are several key observations from the results in Fig. 1. First, comparing the measured power in the near field with the expected power based on the Friis equation, we see up to a 30 dB difference in Fig. 1a. As expected, the Friis path loss expression does not accurately characterize the loss experienced in the near field. In Fig. 1b (3–3.5 m away from the transmitter), the difference between the expected power following the far-field model and the measured power is around 4–10 dB, which is still a major mismatch. Further, in Fig. 1c the difference continues decreasing down to 3–6 dB. Hence, at a 6 m distance, the real measured power in the sub-THz near field is from two to four times lower than what the conventional far-field model predicts. As we would expect, as the separation distance increases and the far-field boundary is approached, the measured results get closer to the well-known trend for far-field propagation. Still, for a wide range of practical distances (e.g., 3 m to 6.5 m), the difference is substantial and should be accounted for in the design of next-generation sub-THz communication systems. It is also clear, however, that determining how to compensate for the difference between the Friis equation and the measured results is not particularly straightforward. Changing the exponential in the Friis equation would change the slope of the curve, but would not introduce the fluctuations we are observing. Similarly, adding a multiplicative factor would shift the curve up or down, but not solve for the fundamental trend that is vastly different from that given by Friis.

Analyzing the effect of frequency, we see a common trend across all three distance regions presented in Fig. 1. Specifically, the system utilizing a greater frequency experiences greater loss at a given fixed distance. For far-field model curves shown with the dashed lines, the difference between 120 and 160 GHz stays the same across all the distances (around ≈ 2.5 dB). Meanwhile, the difference between the measured results for 120 GHz and 160 GHz varies across distances due to the non-monotonic nature of the power vs. distance dependency in the near field. Furthermore, this difference is, on average, around 1 dB larger than the corresponding difference between the far-field curves. The latter is partially explained by the Fraunhofer distance¹⁴, $d_F = \frac{2D^2}{\lambda}$, where D is the largest dimension of the antenna aperture and λ is the signal wavelength. Accordingly, the distance to the near-field boundary increases with frequency. For example, the Fraunhofer distance for 120 GHz is about 11 m and almost 15 m for 160 GHz. We also observe that the measured near-field curves in Fig. 1 (especially, Fig. 1c) approach the far-field trend slower with distance. Therefore, as the theoretical near-field to the far-field boundary is farther away at a higher frequency, we see minor additional losses there.

We proceed with our analysis of the non-monotonic behavior of power vs. distance dependency in the sub-THz near field in Fig. 2. This figure presents a subset of the measurement results from Fig. 1, for illustration purposes focusing only on the lowest and the highest measured frequencies: 120 GHz and 160 GHz. For each of the curves, the measurement results are complemented by both the sliding average (across 40 nearest measurements with 1 mm step, so within a 0.04 m “window”) as well as a label including the average peak-to-peak

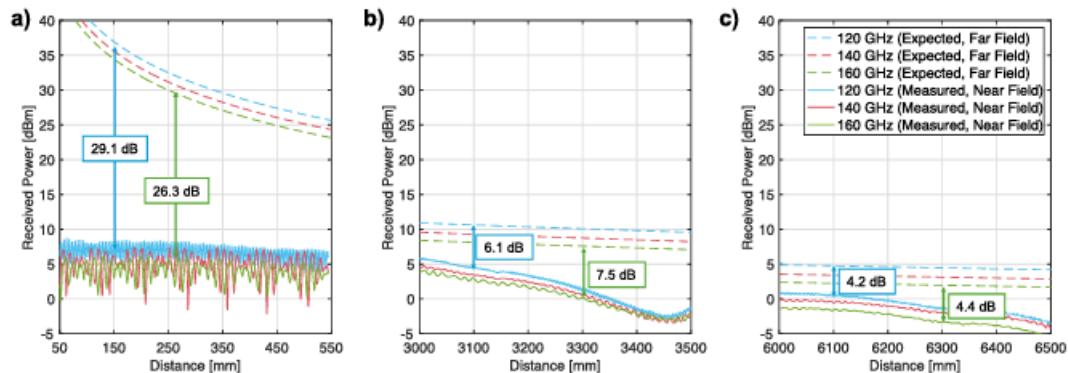


Fig. 1. Effects of distance and frequency for the sub-THz Gaussian beam. Measured received power as a function of separation distance. Three panels representing illustrative distance ranges in the sub-THz near field—(a) from 5 to 55 cm, (b) from 300 to 350 cm, and (c) from 600 to 650 cm.

که در آن G_{tx} و G_{rx} به ترتیب بهره آنتن‌های فرستنده و گیرنده هستند، P_{tx} توان فرستنده بر حسب dBm، طول موج سیگنال و d فاصله انتقال است.

چندین مشاهده کلیدی از نتایج شکل 1 وجود دارد. اول، با مقایسه توان اندازه‌گیری شده در میدان نزدیک با توان مورد انتظار بر اساس معادله فریس، در شکل a1 تا 30 دسی‌بل اختلاف مشاهده می‌کنیم. همانطور که انتظار می‌رفت، عبارت تلفات مسیر فریس به طور دقیق تلفات تجربه شده در میدان نزدیک را توصیف نمی‌کند. در شکل b1 (3-3.5 متر دورتر از فرستنده)، اختلاف بین توان مورد انتظار طبق مدل میدان دور و توان اندازه‌گیری شده حدود 4-10 دسی‌بل است که هنوز یک عدم تطابق عمده است. علاوه بر این، در شکل c1 اختلاف همچنان به کاهش خود تا 3-6 دسی‌بل ادامه می‌دهد.

از این رو، در فاصله ۶ متری، توان واقعی اندازه‌گیری شده در میدان نزدیک زیر تراهرتز از دو تا چهار برابر کمتر از چیزی است که مدل میدان دور مرسوم پیش‌بینی می‌کند. همانطور که انتظار داریم، با افزایش فاصله

جدایی و نزدیک شدن به مرز میدان دور، نتایج اندازه‌گیری شده به روند شناخته شده برای انتشار میدان دور نزدیک‌تر می‌شوند. با این حال، برای طیف وسیعی از فواصل عملی (به عنوان مثال، ۳ متر تا ۶.۵ متر)، تفاوت قابل توجه است و باید در طراحی سیستم‌های ارتباطی زیر تراهرتز نسل بعدی در نظر گرفته شود. با این حال، همچنین واضح است که تعیین نحوه جبران تفاوت بین معادله فریس و نتایج اندازه‌گیری شده چندان ساده نیست. تغییر نمایی در معادله فریس، شیب منحنی را تغییر می‌دهد، اما نوساناتی را که مشاهده می‌کنیم، ایجاد نمی‌کند. به طور مشابه، اضافه کردن یک ضریب ضرب، منحنی را به بالا یا پایین جابجا می‌کند، اما روند اساسی را که بسیار متفاوت از آنچه فریس ارائه کرده است، حل نمی‌کند. با تجزیه و تحلیل اثر فرکانس، یک روند مشترک در هر سه ناحیه فاصله ارائه شده در شکل 1 مشاهده می‌کنیم. به طور خاص، سیستمی که از فرکانس بیشتری استفاده می‌کند، در یک فاصله ثابت مشخص، تلفات بیشتری را تجربه می‌کند. برای منحنی‌های مدل میدان دور که با خطوط نقطه‌چین نشان داده شده‌اند، تفاوت بین 120 و 160 گیگاهرتز در تمام فواصل یکسان باقی می‌ماند (حدود ≈ 2.5 دسی‌بل). در همین حال، تفاوت بین نتایج اندازه‌گیری شده برای 120 گیگاهرتز و 160 گیگاهرتز به دلیل ماهیت غیریکنواخت وابستگی توان در مقابل فاصله در میدان نزدیک، در فواصل مختلف متفاوت است. علاوه بر این، این تفاوت، به طور متوسط، حدود 1 دسی‌بل بزرگتر از تفاوت متناظر بین منحنی‌های میدان دور است.

مورد اخیر تا حدی توسط فاصله فرانهوفر $14, dF = 2D^2$ ، توضیح داده می‌شود، که در آن D بزرگترین بعد دیافراگم آنتن و طول موج سیگنال است. بر این اساس، فاصله تا مرز میدان نزدیک با فرکانس افزایش می‌یابد. برای مثال، فاصله فرانهوفر برای فرکانس 120 گیگاهرتز حدود 11 متر و برای فرکانس 160 گیگاهرتز تقریباً 15 متر است. همچنین مشاهده می‌کنیم که منحنی‌های میدان نزدیک اندازه‌گیری شده در شکل ۱ (به‌ویژه شکل ۱C) با افزایش فاصله، به روند میدان دور کندتر نزدیک می‌شوند. بنابراین، از آنجایی که میدان نزدیک نظری به مرز میدان دور در فرکانس بالاتر دورتر است، شاهد تلفات اضافی جزئی در آنجا هستیم. ما در شکل 2 به تحلیل رفتار غیریکنواخت وابستگی توان به فاصله در میدان نزدیک زیر تراهرتز می‌پردازیم. این شکل زیرمجموعه‌ای از نتایج اندازه‌گیری از شکل 1 را برای اهداف توضیحی ارائه می‌دهد که تنها بر کمترین و بیشترین فرکانس‌های اندازه‌گیری شده تمرکز دارد: 120 گیگاهرتز و 160 گیگاهرتز. برای هر یک از منحنی‌ها، نتایج اندازه‌گیری با میانگین متحرک تکمیل می‌شوند.

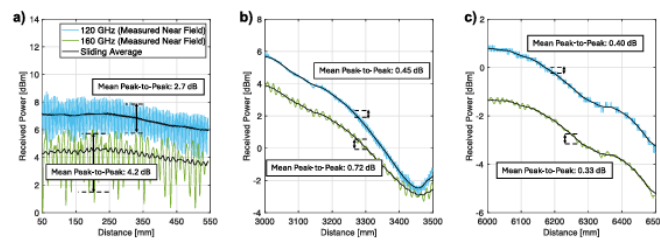


Fig. 2. Non-monotonic effects of separation distance in the near field for the sub-THz Gaussian beam. Measured received power as a function of separation distance for 120 GHz and 160 GHz complemented with the sliding averages and the average peak-to-peak value labeled for each panel and frequency. Three panels representing illustrative distance ranges in the sub-THz near field—(a) from 5 to 55 cm, (b) from 300 to 350 cm, and (c) from 600 to 650 cm.

power over the measurement results of that panel. In Fig. 2 we specifically observe two types of oscillations in the measurement results over distance: (i) rapid oscillations over distances of a few millimeters, and (ii) slower oscillations over several centimeters (visible from the sliding average curves). Both types are still present in Fig. 2b but are weaker in amplitude and almost disappear at distances greater than 6 m, as visible from Fig. 2c.

In Fig. 2a, the rapid oscillations' peak-to-peak values are 2.7 dB and 4.2 dB for 120 GHz and 160 GHz respectively. By the 6 m mark, we see they have dropped to 0.40 dB and 0.33 dB in Fig. 2c. The slower oscillations are most clearly seen in the sliding average for 120 GHz in Fig. 2a, but in Fig. 2b, both 120 GHz and 160 GHz observe a considerable trough at 3460 mm. Even in Fig. 2c, in which both signals follow a downward trend, the trend is not consistent.

To further illustrate these findings, we plot the probability density functions (PDFs) for each measurement in Fig. 3 (as in real deployment the exact separation distance between the transmitter and the receiver may be not known with 1 mm precision). Each column corresponds to a different range of transmission distances (0.05–0.55 m, 3–3.5 m, and 6–6.5 m), while each row corresponds to a different frequency measured. For all frequencies, we see the center value of the PDF migrating to the left (i.e. to smaller values) as the transmission distance increases. This trend corresponds to the fact that, in general, as the transmission distance increases the received power decreases.

We also notice that for the 0.05 m to 0.55 m range, there is typically one peak value in the PDF, while for both the 3 m to 3.5 m range and the 6 m to 6.5 m measurements, there are multiple (usually, two) peak values within each PDF. Hence, the PDFs for shorter distances reflect unimodal distribution, while other measurements tend to follow the multimodal distribution (specifically, bimodal in most cases). This difference in distribution is partially due to the fact that at longer distances, fast oscillations presented in Fig. 2a decrease in amplitude.

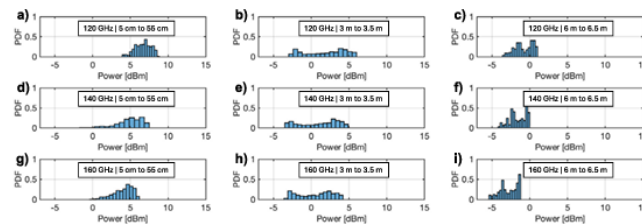


Fig. 3. Probability Density Function (PDF) of measured received power for various frequencies and separation distance ranges—(a–c) Results at each range of distances for 120 GHz, (d–f) Results at each range of distances for 140 GHz, (g–i) Results at each range of distances for 160 GHz.

قدرت بر نتایج اندازه‌گیری آن پهنل. در شکل 2، ما به طور خاص دو نوع نوسان را در نتایج اندازه‌گیری در طول فاصله مشاهده می‌کنیم: (i) نوسان‌های سریع در فواصل چند میلی‌متری، و (ii) نوسان‌های کندتر در طول چند سانتی‌متر (که از منحنی‌های لغزشی قابل مشاهده است). هر دو نوع هنوز در شکل 2b وجود دارند، اما از نظر دامنه ضعیف‌تر هستند و تقریباً در فواصل بیشتر از 6 متر ناپدید می‌شوند، همانطور که از شکل 2c قابل مشاهده است.

در شکل a2، مقادیر پیک تا پیک نوسان‌های سریع به ترتیب 2.7 دسی‌بل و 4.2 دسی‌بل برای 120 گیگاهرتز و 160 گیگاهرتز است. در علامت 6 متر، می‌بینیم که آنها در شکل c2 به 0.40 دسی‌بل و 0.33 دسی‌بل کاهش یافته‌اند. نوسانات کندتر به وضوح در میانگین لغزشی برای فرکانس ۱۲۰ گیگاهرتز در شکل a۲ دیده می‌شوند، اما در شکل b۲، هر دو فرکانس ۱۲۰ گیگاهرتز و ۱۶۰ گیگاهرتز در نقطه ۳۴۶۰ میلی‌متر، یک افت قابل توجه را مشاهده می‌کنند. حتی در شکل c۲، که در آن هر دو سیگنال روند نزولی را دنبال می‌کنند، روند ثابت نیست. برای توضیح بیشتر این یافته‌ها، توابع چگالی احتمال (PDF) را برای هر اندازه‌گیری در شکل 3 رسم می‌کنیم (زیرا در استقرار واقعی، فاصله دقیق بین فرستنده و گیرنده ممکن است با دقت 1 میلی‌متر مشخص نباشد). هر ستون مربوط به طیف متفاوتی از فواصل انتقال (0.05-0.55 متر، 3-3.5 متر و 6-6.5 متر) است، در حالی که هر ردیف مربوط به فرکانس اندازه‌گیری شده متفاوتی است. برای همه فرکانس‌ها، می‌بینیم که مقدار مرکزی PDF با افزایش فاصله انتقال به سمت چپ (یعنی به مقادیر کوچکتر) مهاجرت می‌کند. این روند با این واقعیت مطابقت دارد که به طور کلی، با افزایش فاصله انتقال، توان دریافتی کاهش می‌یابد.

همچنین متوجه می‌شویم که برای محدوده 0.05 متر تا 0.55 متر، معمولاً یک مقدار پیک در PDF وجود دارد، در حالی که برای هر دو محدوده 3 متر تا 3.5 متر و 6 متر تا 6.5 متر، چندین مقدار پیک

(معمولاً دو) در هر PDF وجود دارد. از این رو، PDFها برای فواصل کوتاه‌تر، توزیع تک‌وجهی را نشان می‌دهند، در حالی که سایر اندازه‌گیری‌ها تمایل دارند از توزیع چندوجهی (به طور خاص، در بیشتر موارد، دووجهی) پیروی کنند. این تفاوت در توزیع تا حدی به این دلیل است که در فواصل طولانی‌تر، نوسانات سریع ارائه شده در شکل 2a، کاهش دامنه دارند، بنابراین روندهای کندتر شروع به تسلط می‌کنند. یک مثال روشن‌گر در اینجا در شکل 2c است، که در آن منحنی 100 گیگاهرتز دارای دو بخش شبه پایدار است: بخش اول حدود 4 dBm بین 6000 تا 6100 میلی‌متر و بخش دوم حدود 2 dBm بین 6300 تا 6400 میلی‌متر. این دو پیک مقادیر به خوبی در شکل 3c منعکس شده‌اند و روندهای مشابهی برای فرکانس‌ها و فواصل دیگر مشاهده می‌شود.

در نهایت، یافته‌های شکل‌های 1، 2 و 3 را با شکل 4 که انحراف معیار (STD) نتایج ارائه شده در شکل 3 را گزارش می‌دهد، بررسی متقابل می‌کنیم. انحراف معیار برای هر فرکانس در سه حالت اندازه‌گیری شده بر حسب dBm نشان داده شده است. همانطور که از شکل 4 مشاهده می‌شود، انحراف معیار با افزایش فاصله انتقال به طور مداوم رو به پایین است و تقریباً به طور مداوم با فرکانس نیز رو به پایین است که با یافته‌های اصلی گزارش شده در بالا مطابقت دارد.

اثر زاویه افست و تأثیر فاصله بر الگوی تابش آنتن در میدان نزدیک زیر
تراهرتز

از آنجایی که اثرات کلیدی فاصله جدایی و فرکانس در شکل‌های 1، 2، 3 و 4 آشکار شده‌اند، ما با مطالعه پیامدهای هم‌ترازی/ناهم‌ترازی بین آنتن‌های فرستنده و گیرنده در شکل 5، تجزیه و تحلیل خود را ادامه می‌دهیم.

به طور خاص، شکل a5 الگوی تابش آنتن فرستنده مشاهده شده در میدان نزدیک زیر تراهرتز را در فواصل مختلف نشان می‌دهد. برای به دست آوردن مقادیر گزارش شده در شکل 5، تلفات پخش شناخته شده در چگالی طیفی توان در یک فاصله ثابت معین را از اختلاف بین توان ارسال شناخته شده و توان دریافتی اندازه‌گیری شده کم کردیم. سپس مقدار حاصل بر حسب دسی‌بل بر دو تقسیم شد، زیرا تنظیمات اندازه‌گیری پرتو گاوسی از دو آنتن شیپوری+لنز یکسان استفاده می‌کند، همانطور که در روش‌های زیر بیشتر مورد بحث قرار گرفته است. ما الگوی تابش آنتن اندازه‌گیری شده در شکل a5 و b5 را با نمودار تابش میدان دور همان آنتن که از مشخصات آن گرفته شده است، تکمیل کردیم. 60

Exploring Fig. 5a, we observe that the maximum gain increases with the separation distance. Specifically, the difference between the observed maximum gain for the 20 cm distance and the reported maximum gain for this antenna in the far field is around 13 dB. This deviation from the far-field maximum gain decreases with distance (6 dB, 3 dB, and 2 dB for the results measured at 1 m, 3 m, and 6 m respectively), rapidly for shorter distances and more slowly for longer distances. For example, the 80 cm difference between the red and blue curves corresponds to more than a 5 dB increase in gain while the 3 m difference between the 3 and 6 m measurements results in an increase of less than 1 dB. Thus as the far field approaches, the impact of near-field propagation is less and less apparent but still non-negligible even at distances over 6 m.

It is also important to recall that these results only show the radiation pattern of the antenna at the transmitter. In practice, however, the difference between the real power values in the sub-THz near field and the expected values when following the far-field antenna radiation pattern can be up to two times larger if the sub-THz receiver uses the same directional antenna.

In addition to the increase in maximum gain, as we approach the sub-THz far field, the width of the beam shrinks. This trend is visible in Fig. 5a presenting the real gain but is even easier to see in Fig. 5b where we have normalized the values. For closer distances, the beam is significantly wider than it is for farther distances. We also note a minor asymmetry in the measured results for shorter distances, explained by either an imperfect initial alignment during the measurements (extremely hard to achieve at very short distances) or imperfect manufacturing of the particular antenna sample. Despite these artifacts, the key trends related to frequency, angle, and separation distance still hold across all the reported measurements, as further illustrated in Fig. 5c,d discussed below.

Figure 5c presents the maximum gain observed at each distance for all the measured frequencies, and we observe the steady upward trend for all cases. We also see that the maximum gain is highest for 120 GHz (i.e., the lowest frequency). As mentioned previously, higher frequencies will observe a larger near-field region for the same antenna aperture due to their smaller wavelengths. Thus, the gain for lower frequencies increases faster than for higher frequencies. Finally, in Fig. 5d we present the half-power beamwidth (HPBW) of the measured antenna radiation pattern as a function of distance. Here, we observe that the beamwidth decreases with distance for all frequencies, which cross-verifies our observation regarding the opposite trend in the maximum gain. As the same antenna does not start radiating less or more energy when the receiver is moved to a different distance, the lower maximum gain in the sub-THz near field leads to a wider beam (more energy radiated in other directions), as reported in Fig. 5.

Effect of beam type: comparing Gaussian beam and Bessel beam results in the sub-THz near field

We conclude the presentation of key results with Fig. 6, which compares the distance-related and angle-related dependencies of propagation for conventional Gaussian beams (similar to what a far-field beamforming system would produce) with near-field-specific non-diffracting sub-THz Bessel beams. For illustration purposes, the Gaussian beam measurement results are plotted with dashed lines. The Bessel beam measurement results compensated for the different antennas used at the receiver are plotted with dotted lines, while the Bessel beam results also compensated for the absorption loss of the axicon are shown with solid lines. The non-diffracting region of the Bessel beam (between 50 and 250 mm) is clearly visible in Fig. 6a where we plot the received power in dBm as a function of the transmission distance.

We observe from Fig. 6a that the Bessel beam adds up to a 6.4 dB gain compared to the Gaussian. We still see slight oscillations in the received power of the Bessel beam along its non-diffracting region, but these fluctuations are significantly smaller in amplitude than those experienced by the Gaussian beam. Hence, in the sub-THz near field, the use of the Bessel beam instead of the conventional Gaussian beam allows not only for

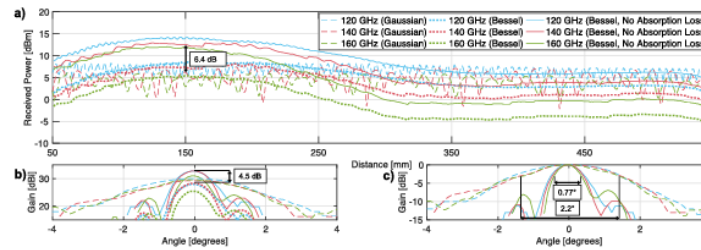


Fig. 6. Effect of the sub-THz beam. Comparing the sub-THz Gaussian beam with the sub-THz Bessel beam in the near field—(a) Received power as a function of distance for the Gaussian and Bessel beams showing results with and without compensating for the absorption of axicon's material, (b) Antenna gain for the Gaussian and the Bessel beams, (c) Normalized gain as a function of offset angle for the Gaussian and the Bessel beams.

مشاهده می‌کنیم که حداکثر بهره با افزایش فاصله جدایی افزایش می‌یابد. به طور خاص، تفاوت بین حداکثر بهره مشاهده شده برای فاصله 20

سانتی متر و حداکثر بهره گزارش شده برای این آنتن در میدان دور حدود 13 دسی بل است. این انحراف از حداکثر بهره میدان دور با افزایش فاصله (6 دسی بل، 3 دسی بل و 2 دسی بل به ترتیب برای نتایج اندازه گیری شده در 1 متر، 3 متر و 6 متر) کاهش می یابد، که برای فواصل کوتاه تر به سرعت و برای فواصل طولانی تر به کندی صورت می گیرد. به عنوان مثال، تفاوت 80 سانتی متری بین منحنی های قرمز و آبی مربوط به افزایش بیش از 5 دسی بل در بهره است، در حالی که تفاوت 3 متری بین اندازه گیری های 3 و 6 متری منجر به افزایشی کمتر از 1 دسی بل می شود. بنابراین، با نزدیک شدن به میدان دور، تأثیر انتشار میدان نزدیک کمتر و کمتر آشکار می شود، اما حتی در فواصل بیش از 6 متر نیز قابل اغماض نیست. همچنین لازم به یادآوری است که این نتایج فقط الگوی تابش آنتن در فرستنده را نشان می دهند. با این حال، در عمل، اگر گیرنده زیر تراهرتز از همان آنتن جهت دار استفاده کند، تفاوت بین مقادیر توان واقعی در میدان نزدیک زیر تراهرتز و مقادیر مورد انتظار هنگام دنبال کردن الگوی تابش آنتن میدان دور می تواند تا دو برابر بیشتر باشد. علاوه بر افزایش حداکثر بهره، با نزدیک شدن به میدان دور زیر تراهرتز، عرض پرتو کاهش می یابد. این روند در شکل a5 که بهره واقعی را نشان می دهد، قابل مشاهده است، اما در شکل b5 که مقادیر را نرمال سازی کرده ایم، مشاهده آن آسان تر است. برای فواصل نزدیک تر، پرتو به طور قابل توجهی پهن تر از فواصل دورتر است. همچنین عدم تقارن جزئی در نتایج اندازه گیری شده

برای فواصل کوتاه‌تر مشاهده می‌شود که یا به دلیل تراز اولیه ناقص در طول اندازه‌گیری‌ها (که دستیابی به آن در فواصل بسیار کوتاه بسیار دشوار است) یا به دلیل تولید ناقص نمونه آنتن خاص است. با وجود این مصنوعات، روندهای کلیدی مربوط به فرکانس، زاویه و فاصله جدایی همچنان در تمام اندازه‌گیری‌های گزارش شده صادق است، همانطور که در شکل‌های c5 و d5 که در زیر مورد بحث قرار گرفته‌اند، بیشتر نشان داده شده است. شکل c5 حداکثر بهره مشاهده شده در هر فاصله را برای تمام فرکانس‌های اندازه‌گیری شده نشان می‌دهد و ما روند صعودی ثابتی را برای همه موارد مشاهده می‌کنیم. همچنین می‌بینیم که حداکثر بهره برای 120 گیگاهرتز (یعنی کمترین فرکانس) بیشترین مقدار را دارد. همانطور که قبلاً ذکر شد، فرکانس‌های بالاتر به دلیل طول موج‌های کوچکترشان، ناحیه میدان نزدیک بزرگتری را برای همان دیافراگم آنتن مشاهده می‌کنند. بنابراین، بهره برای فرکانس‌های پایین‌تر سریع‌تر از فرکانس‌های بالاتر افزایش می‌یابد. در نهایت، در شکل d5، پهنای پرتو نیم توان (HPBW) الگوی تابش آنتن اندازه‌گیری شده را به عنوان تابعی از فاصله ارائه می‌دهیم. در اینجا، مشاهده می‌کنیم که پهنای پرتو با فاصله برای همه فرکانس‌ها کاهش می‌یابد، که مشاهده ما را در مورد روند مخالف در حداکثر بهره تأیید می‌کند. از آنجایی که همان آنتن وقتی گیرنده به فاصله متفاوتی منتقل می‌شود، شروع به تابش انرژی کمتر یا بیشتر نمی‌کند، حداکثر بهره کمتر در میدان نزدیک زیر ترافرتز منجر به پرتوی پهن‌تر

(انرژی بیشتر تابش شده در جهت‌های دیگر) می‌شود، همانطور که در شکل 5 گزارش شده است.

اثر نوع پرتو: مقایسه نتایج پرتو گاوسی و پرتو بسل در میدان نزدیک زیر تراهرتز

ارائه نتایج کلیدی را با شکل 6 به پایان می‌رسانیم، که وابستگی‌های انتشار وابسته به فاصله و وابسته به زاویه را برای پرتوهای گاوسی مرسوم (مشابه آنچه یک سیستم شکل‌دهی پرتو میدان دور تولید می‌کند) با پرتوهای بسل غیرپراشده مخصوص میدان نزدیک زیر تراهرتز مقایسه می‌کند. برای اهداف توضیحی، نتایج اندازه‌گیری پرتو گاوسی با خطوط نقطه‌چین رسم شده‌اند. نتایج اندازه‌گیری پرتو بسل که برای آنتن‌های مختلف مورد استفاده در گیرنده جبران شده است با خطوط نقطه‌چین رسم شده‌اند، در حالی که نتایج پرتو بسل که همچنین برای ائتلاف جذب اکسیکون جبران شده است با خطوط ممتد نشان داده شده‌اند. ناحیه غیرپراشده پرتو بسل (بین 50 تا 250 میلی‌متر) در شکل a6 به وضوح قابل مشاهده است، جایی که ما توان دریافتی را بر حسب dBm به عنوان تابعی از فاصله انتقال رسم می‌کنیم. از شکل a6 مشاهده می‌کنیم که پرتو بسل در مقایسه با پرتو گاوسی، 6.4 دسی‌بل بهره اضافه می‌کند. ما هنوز نوسانات جزئی در توان دریافتی پرتو بسل در امتداد ناحیه غیرپراش آن مشاهده می‌کنیم، اما این نوسانات از نظر دامنه به طور قابل توجهی کوچکتر از

نوسانات پرتو گاوسی هستند. از این رو، در میدان نزدیک زیر تراهرتز، استفاده از پرتو بسل به جای پرتو گاوسی مرسوم نه تنها امکان ... را فراهم می‌کند.

greater received power but also for more stable received power at various distances. The latter may be important for next-generation mobile sub-THz communications in the near field toward 6G and beyond.

Further, in Fig. 6b we plot the observed gain for the Bessel beam and Gaussian beam at 20 cm for different offset angles. One notable difference is the gain. There is a 4.5 dB difference in maximum gain between the Bessel and Gaussian performance. Beyond this increase, however, we also see what appear to be side lobes at plus and minus 1.3 degrees, which correspond to the first ring of the Bessel beam's amplitude profile²⁴. These are more clearly visible in Fig. 6c where we present the normalized gain for both the Gaussian and Bessel beams. The characteristically narrower focus of the Bessel beam is also apparent in this plot: the HPBW of the Bessel is narrower by over 1 degree, which is a notable improvement for a narrow-beam ≈ 40 dBi antenna with the HPBW of only a few degrees in the far field.

We finally note that the non-diffracting region of the sub-THz Bessel beam is not theoretically limited to 30 cm, which may be too short for many practical 6G communication use cases. Similarly, the gain of the Bessel beam is not strictly limited to 6.4 dB. These values are due to the properties of a particular 3D-printed axicon used to generate the Bessel beam in our measurements, as further detailed in Methods. Meanwhile, different configurations of the axicon are possible, as well as different approaches to generate the Bessel beam using conventional phased arrays or intelligent reflective surfaces (IRSs)²⁰.

Discussion

The above results present important insights into the sub-THz communication channel characteristics in the near field as a function of all key parameters, including the distance between the transmitter and receiver, the offset angle between the antennas, the selected frequency, and the utilized beam type (specifically, illustrated by Gaussian vs. Bessel beams).

First, it has been confirmed (as also observed in prior studies) that using the canonical monotonic far-field FSPL expression for near-field sub-THz communications leads to substantial errors. Specifically, as seen in Fig. 1, the measured near-field results are up to 30 dB off from the FSPL prediction. This finding emphasizes the need for some alternative expression for the near field. Although we can resort to Maxwell's equations when the far-field path loss equations are invalid, ideally, there should be an alternative of lower computational complexity but with acceptable accuracy.

Fortunately, the findings in this paper suggest that it may be possible to find such an expression leveraging the reported measurement results. As previously discussed, the distance-dependent results illustrate three primary trends: (i) a gradual decrease in power as the distance increases, (ii) slow oscillations of the sliding average, and (iii) fast fluctuations in the measured values especially for shorter ranges. Follow-up studies may explore if these three phenomena can be characterized together in a simple expression, similar to existing far-field channel models that account for fast and slow fading in addition to the FSPL.

Second, as observed in Fig. 5, the radiation pattern of the sub-THz antenna in the near field is notably different from the one it features in the far field (both in terms of maximum gain and beam width). Moreover, the far-field specific antenna radiation pattern typically reported in the antenna specifications becomes less and less valid when decreasing the separation distance between the sub-THz transmitter and receiver.

Practically, aside from impacting the received power at the receiver, the increase in HPBW as the transmission distance decreases could affect the physical layer security (enabling eavesdroppers at wider angles), interference (sending greater power to other nodes around), and beam training (as the beams may be wider than anticipated at certain distances). Thus, these aspects must be accounted for when designing sub-THz communication systems and networks. Specifically, both the analytical models and the engineering solutions that rely on the antenna's directivity for sub-THz systems should become aware of whether or not these systems are in the near field and how the radiation pattern is impacted accordingly.

Third, beyond characterizing the propagation of traditional Gaussian beams, our results also indicate the promise of non-diffracting beams (specifically, Bessel beams) for future sub-THz communications, given higher gains with these beams in the near field and their notably more focused radiation patterns. Although we used an axicon lens to generate the Bessel beams for this experiment, just like Gaussian beams, Bessel beams can also be created using antenna arrays. Such sub-THz arrays can dynamically adjust the parameters and phase profile to provide a longer or shorter depth of focus in addition to tighter or wider focal lines. The exploration and eventual utilization of razor-sharp sub-THz Bessel beams open the door to novel system design options and new performance boundaries to be achieved with near-field sub-THz communications in 6G and beyond-6G wireless networks. Specifically, Bessel beams present a viable solution to the severe fluctuations we observe in Figs. 1 and 2. Given their non-diffracting nature in the near field and the presented results, they are a promising alternative.

In conclusion, the sub-THz near field is an integral part of the beyond-5G beyond wireless connectivity landscape, and an empirical study on near-field sub-THz communication channel behavior has been provided. This study highlights the key dependencies crucial for future system design choices and may serve as a reference for next-generation channel models capturing the near-field propagation of (beyond-)6G sub-THz communications.

Methods

The measurement campaign was carried out in two stages. The distance-related results reported in Figs. 1, 2, 3, 4 and 6a have been obtained by the authors in the sub-THz lab at the U. S. Air Force Research Laboratory (AFRL) in Rome, NY, USA, as further detailed in "Linear Sweep" subsection below and illustrated in Fig. 7a. The second part of the measurements revealing the angular-related dependencies reported in Fig. 5, 6b,c has been performed at Northeastern University in Boston, MA, USA, as further described in the "Angular Sweep" subsection below and illustrated in Fig. 7b. For consistency, both measurement setups utilized the same sub-THz

برای ارتباطات سیار زیر تراهرتز نسل بعدی در میدان نزدیک به سمت G6 و فراتر از آن.

علاوه بر این، در شکل b6، بهره مشاهده شده برای پرتو بسل و پرتو گاوسی را در 20 سانتی متر برای زوایای افست مختلف رسم می کنیم. یکی از تفاوت های قابل توجه، بهره است. اختلاف 4.5 دسی بل در حداکثر بهره بین عملکرد بسل و گاوسی وجود دارد. با این حال، فراتر از این افزایش، ما همچنین شاهد لوب های جانبی در مثبت و منفی 1.3 درجه هستیم که مربوط به حلقه اول پروفیل دامنه پرتو بسل 24 هستند. این لوب ها در شکل c6 که در آن بهره نرمال شده برای هر دو پرتو گاوسی و بسل را ارائه می دهیم، به وضوح قابل مشاهده هستند. تمرکز باریک تر پرتو بسل که مشخصه آن است، در این نمودار نیز مشهود است: HPBW بسل بیش از ۱ درجه باریک تر است، که برای یک آنتن پرتو باریک $\approx 40 \text{ dBi}$ با HPBW تنها چند درجه در میدان دور، پیشرفت قابل توجهی محسوب می شود.

در نهایت، توجه داریم که ناحیه غیرپراشده پرتو بسل زیر تراهرتز از نظر تئوری به 30 سانتی متر محدود نمی شود، که ممکن است برای بسیاری از موارد استفاده عملی از ارتباطات G6 خیلی کوتاه باشد. به طور مشابه، بهره پرتو بسل به طور دقیق به 6.4 دسی بل محدود نمی شود. این مقادیر به دلیل خواص یک اکسیکون چاپ سه بعدی خاص است که برای تولید پرتو

بسل در اندازه‌گیری‌های ما استفاده شده است، همانطور که در بخش روش‌ها بیشتر توضیح داده شده است. در همین حال، پیکربندی‌های مختلف اکسیکون و همچنین رویکردهای مختلفی برای تولید پرتو بسل با استفاده از آرایه‌های فازی مرسوم یا سطوح بازتابنده هوشمند (IRS)20 امکان‌پذیر است.

بحث

نتایج فوق‌بینش‌های مهمی در مورد ویژگی‌های کانال ارتباطی زیر تراهرتز در میدان نزدیک به عنوان تابعی از تمام پارامترهای کلیدی، از جمله فاصله بین فرستنده و گیرنده، زاویه افست بین آنتن‌ها، فرکانس انتخاب شده و نوع پرتو مورد استفاده (به طور خاص، که با پرتوهای گاوسی در مقابل بسل نشان داده شده است) ارائه می‌دهد.

اول، تأیید شده است (همانطور که در مطالعات قبلی نیز مشاهده شده است) که استفاده از عبارت FSPL میدان دور یکنواخت متعارف برای ارتباطات زیر تراهرتز میدان نزدیک منجر به خطاهای قابل توجهی می‌شود. به طور خاص، همانطور که در شکل 1 مشاهده می‌شود، نتایج اندازه‌گیری شده میدان نزدیک تا 30 دسی‌بل از پیش‌بینی FSPL اختلاف دارند. این یافته بر نیاز به یک عبارت جایگزین برای میدان نزدیک تأکید می‌کند. اگرچه می‌توانیم به معادلات ماکسول متوسل شویم وقتی که معادلات

تلفات مسیر میدان دور نامعتبر هستند، در حالت ایده‌آل، باید جایگزینی با پیچیدگی محاسباتی کمتر اما با دقت قابل قبول وجود داشته باشد.

خوشبختانه، یافته‌های این مقاله نشان می‌دهد که می‌توان با استفاده از نتایج اندازه‌گیری گزارش شده، چنین عبارتی را یافت. همانطور که قبلاً بحث شد، نتایج وابسته به فاصله، سه روند اصلی را نشان می‌دهند: (۱) کاهش تدریجی توان با افزایش فاصله، (۲) نوسانات آهسته میانگین لغزشی، و (۳) نوسانات سریع در مقادیر اندازه‌گیری شده، به‌ویژه برای بردهای کوتاه‌تر. مطالعات بعدی ممکن است بررسی کنند که آیا می‌توان این سه پدیده را با هم در یک عبارت ساده، مشابه مدل‌های کانال میدان دور موجود که علاوه بر FSPL، محوشدگی سریع و آهسته را نیز در نظر می‌گیرند، توصیف کرد یا خیر. دوم، همانطور که در شکل ۵ مشاهده می‌شود، الگوی تابش آنتن زیر تراهرتز در میدان نزدیک به‌طور قابل‌توجهی با الگویی که در میدان دور دارد (هم از نظر حداکثر بهره و هم از نظر پهنای پرتو) متفاوت است. علاوه بر این، الگوی تابش آنتن ویژه میدان دور که معمولاً در مشخصات آنتن گزارش می‌شود، با کاهش فاصله جدایی بین فرستنده و گیرنده زیر تراهرتز، اعتبار کمتری پیدا می‌کند.

عملاً، گذشته از تأثیر بر توان دریافتی در گیرنده، افزایش HPBW با کاهش فاصله انتقال می‌تواند بر امنیت لایه فیزیکی (فعال کردن استراق سمع در زوایای وسیع‌تر)، تداخل (ارسال توان بیشتر به سایر گره‌های اطراف) و آموزش پرتو (زیرا پرتوها ممکن است در فواصل خاص، پهن‌تر از

حد انتظار باشند) تأثیر بگذارد. بنابراین، این جنبه‌ها باید هنگام طراحی سیستم‌ها و شبکه‌های ارتباطی زیر تراهرتز در نظر گرفته شوند. به طور خاص، هم مدل‌های تحلیلی و هم راه‌حل‌های مهندسی که به جهت‌گیری آنتن برای سیستم‌های زیر تراهرتز متکی هستند، باید از اینکه آیا این سیستم‌ها در میدان نزدیک هستند یا خیر و چگونه الگوی تابش بر این اساس تحت تأثیر قرار می‌گیرد، آگاه باشند.

سوم، فراتر از توصیف انتشار پرتوهای گاوسی سنتی، نتایج ما همچنین نویدبخش پرتوهای غیرپراشنده (به‌طور خاص، پرتوهای بسل) برای ارتباطات زیر تراهرتز آینده است، با توجه به بهره‌های بالاتر این پرتوها در میدان نزدیک و الگوهای تابشی به‌ویژه متمرکزتر آنها. اگرچه ما از یک لنز اکسیکون برای تولید پرتوهای بسل برای این آزمایش استفاده کردیم، اما درست مانند پرتوهای گاوسی، پرتوهای بسل را می‌توان با استفاده از آرایه‌های آنتن نیز ایجاد کرد. چنین آرایه‌های زیر تراهرتز می‌توانند پارامترها و مشخصات فاز را به‌طور پویا تنظیم کنند تا علاوه بر خطوط کانونی تنگ‌تر یا پهن‌تر، عمق فوکوس طولانی‌تر یا کوتاه‌تری را فراهم کنند. کاوش و استفاده نهایی از پرتوهای بسل زیر تراهرتز بسیار تیز، دری را به روی گزینه‌های طراحی سیستم جدید و مرزهای عملکرد جدیدی که می‌توان با ارتباطات زیر تراهرتز نزدیک در شبکه‌های بی‌سیم G6 و فراتر از G6 به دست آورد، باز می‌کند. به طور خاص، پرتوهای بسل یک راه حل

مناسب برای نوسانات شدیدی که در شکل‌های ۱ و ۲ مشاهده می‌کنیم، ارائه می‌دهند.

با توجه به ماهیت غیرپراش آنها در میدان نزدیک و نتایج ارائه شده، آنها یک جایگزین امیدوارکننده هستند.

در نتیجه، میدان نزدیک زیر تراهرتز بخش جدایی‌ناپذیری از چشم‌انداز اتصال بی‌سیم فراتر از G5 است و یک مطالعه تجربی در مورد رفتار کانال ارتباطی زیر تراهرتز میدان نزدیک ارائه شده است. این مطالعه وابستگی‌های کلیدی حیاتی برای انتخاب‌های طراحی سیستم آینده را برجسته می‌کند و می‌تواند به عنوان مرجعی برای مدل‌های کانال نسل بعدی که انتشار میدان نزدیک ارتباطات زیر تراهرتز (فراتر از G6) را ثبت می‌کنند، عمل کند.

روش‌ها

این کمپین اندازه‌گیری در دو مرحله انجام شد. نتایج مربوط به فاصله که در شکل‌های ۱، ۲، ۳، ۴ و a۶ گزارش شده‌اند، توسط نویسندگان در آزمایشگاه زیر تراهرتز در آزمایشگاه تحقیقاتی نیروی هوایی ایالات متحده (AFRL) در رم، نیویورک، ایالات متحده آمریکا به دست آمده‌اند، همانطور که در زیربخش «جایابی خطی» در زیر به تفصیل شرح داده شده و در شکل a۷ نشان داده شده است.

بخش دوم اندازه‌گیری‌ها که وابستگی‌های مربوط به زاویه گزارش شده در شکل‌های ۵، ۶b و c را نشان می‌دهد، در دانشگاه نورث ایسترن در بوستون، ماساچوست، ایالات متحده آمریکا انجام شده است، همانطور که در زیربخش «جابجایی زاویه‌ای» در زیر شرح داده شده و در شکل ۷b نشان داده شده است. برای سازگاری، هر دو تنظیمات اندازه‌گیری از زیر تراهرتز یکسانی استفاده کردند.

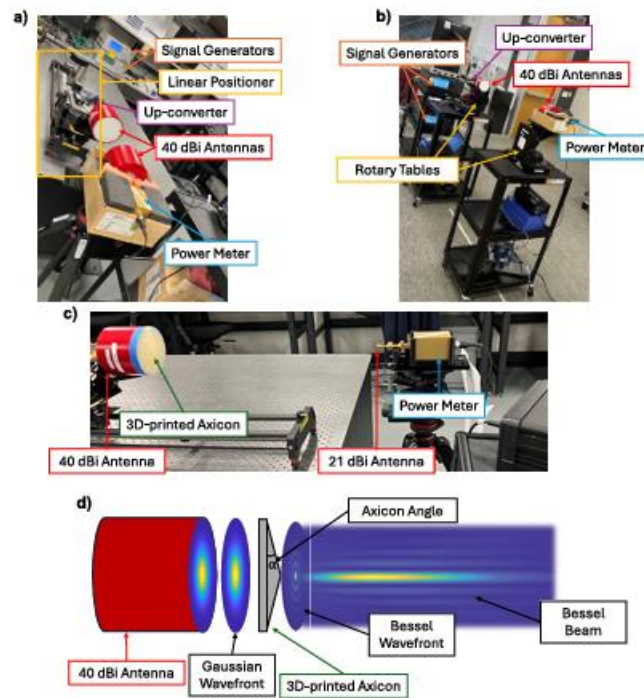


Fig. 7. Experimental setup—(a) Experimental platform with the programmable linear track at the Air Force Research Laboratory (AFRL), (b) Experimental platform with programmable rotary tables at Northeastern University, (c) Experimental set-up for the Bessel beam linear measurement using the 3-D printed axicon (angle-related measurements used the similar approach to generate the Bessel beam), (d) Illustration of the 3D axicon transforming the incoming sub-THz Gaussian beam into the sub-THz Bessel beam.

radio equipment and configurations, as discussed in the following subsection. The key parameters for our study are also summarized in Table 1.

Sub-THz signal transmission and reception

To generate sub-THz signals we used an up-converter chain (Virginia Diodes) with a design frequency of 130 GHz, as illustrated in Fig. 7a,b. The up-converter passes a local oscillator (LO) signal through two frequency doublers before mixing the LO signal with a provided intermediate frequency (IF) signal. The resulting radio frequency (RF) signal is amplified by a power amplifier and radiated from the transmitter antenna. We used two signal generators (Keysight Performance Signal Generators). One to supply an IF signal of 1 GHz, and the other to supply LO signals of 27.75 GHz, 34.75 GHz, and 39.75 GHz to correspond to RF signals of 120 GHz, 140 GHz, and 160 GHz. We used an ethernet connection to control the signal generators from a laptop during experiments. At the receiver side, the signal was captured by another sub-THz antenna connected to a power meter (Virginia Diodes PMS) through a waveguide. For the Gaussian beam case (beamforming), two identical horn antennas equipped with a focusing lens were used (Antenal HGLHA-40-WR06): one antenna at the transmitter and one at the receiver. The up-converter and antennas are frequency-selective and impart different gains at each frequency

ارسال و دریافت سیگنال زیر تراهرتز

برای تولید سیگنال‌های زیر تراهرتز، ما از یک زنجیره مبدل بالارونده (دیوذهای ویرجینیا) با فرکانس طراحی ۱۳۰ گیگاهرتز، همانطور که در شکل a و b نشان داده شده است، استفاده کردیم. مبدل بالارونده، یک سیگنال نوسان‌ساز محلی (LO) را از طریق دو دو برابرکننده فرکانس عبور می‌دهد و سپس سیگنال LO را با یک سیگنال فرکانس میانی (IF) ارائه

شده مخلوط می‌کند. سیگنال فرکانس رادیویی (RF) حاصل توسط یک تقویت‌کننده توان تقویت شده و از آنتن فرستنده ساطع می‌شود. ما از دو مولد سیگنال (مولدهای سیگنال عملکرد Keysight) استفاده کردیم. یکی برای تأمین سیگنال IF با فرکانس ۱ گیگاهرتز و دیگری برای تأمین سیگنال‌های LO با فرکانس‌های ۲۷.۷۵ گیگاهرتز، ۳۴.۷۵ گیگاهرتز و ۳۹.۷۵ گیگاهرتز برای مطابقت با سیگنال‌های RF با فرکانس‌های ۱۲۰ گیگاهرتز، ۱۴۰ گیگاهرتز و ۱۶۰ گیگاهرتز. ما از یک اتصال اترنت برای کنترل مولدهای سیگنال از یک لپ‌تاپ در طول آزمایش‌ها استفاده کردیم. در سمت گیرنده، سیگنال توسط آنتن زیر ترانزیستور دیگری که از طریق یک موجبر به یک توان‌سنج (دیودهای ویرجینیا PM5) متصل بود، دریافت شد. برای حالت پرتو گاوسی (شکل‌دهی پرتو)، از دو آنتن شیپوری یکسان مجهز به لنز متمرکزکننده استفاده شد (Antenal HGLHA-40-WR06). یک آنتن در فرستنده و یکی در گیرنده. مبدل بالارونده و آنتن‌ها فرکانس‌گزین هستند و در هر فرکانس اندازه‌گیری شده، بهره‌های متفاوتی ارائه می‌دهند 61.

www.nature.com/scientificreports/

| Category | Parameter | Linear Sweep | Angular Sweep |
|---------------------|----------------------------------|------------------------------------|------------------------------|
| Setup | Transmitter-Receiver distance | 0.05–0.5 m, 1–3.5 m, 6–6.5 m | 0.2 m, 1 m, 3 m, 6 m |
| | Sweep resolution | 1 mm | 0.1 degrees |
| | Transmitter antenna offset angle | 0 degrees (perfect alignment) | [–10 degrees, 10 degrees] |
| Radio | IF power | 0 dBm | |
| | LO power | 10 dBm | |
| | RF power after up-converters | ≈12 dBm | |
| | Frequency | 120 GHz, 140 GHz, 160 GHz | |
| Transmitter Antenna | Gaussian and Bessel Beam | Type | Horn + lens (Fig. 7A) |
| | | Model | Antenal HGLHA-40-WR06 |
| | | Dimensions | 118 mm |
| | | Max gain | 40 dBi |
| | | | |
| Receiver Antenna | Gaussian Beam | Type | Horn + lens (Fig. 7A) |
| | | Model | Antenal HGLHA-40-WR06 |
| | | Dimensions | 118 mm |
| | | Max gain | 40 dBi |
| | Bessel Beam | Type | Horn |
| | | Model | VD8 WR-6.5 |
| | | Dimensions | 10.8 mm |
| | | Max gain | 21 dBi |
| Bessel beam axicon | Axicon angle | 10 degrees | |
| | Axicon Diameter | 118 mm | |
| | Depth of Focus | 250 mm | |
| | Maximum Depth of Axicon | 16.4 mm | |
| | Minimum Depth of Axicon | 6 mm | |

Table 1. Key parameters of the conducted measurement study.

برای تعیین ضرایب جبران سازی برای این مورد، توان خروجی مبدل بالارونده را بدون آنتن ها اندازه گیری کردیم و مشخصات آنتن های مورد استفاده را بررسی کردیم 60.

هنگام اندازه گیری انتشار پرتو بسل زیر تراهرتز در میدان نزدیک، از همان آنتن شیپوری+لنز در سمت فرستنده با یک اکسیکون چاپ سه بعدی که در جلوی سیستم آنتن قرار گرفته بود، برای تبدیل جبهه موج از پرتو گاوسی به پرتو بسل استفاده شد 24، 25. جزئیات بیشتر در مورد خود اکسیکون در زیربخش مربوطه در زیر آمده و در شکل c7 نشان داده شده

است. در سمت گیرنده، از یک آنتن شیپوری 62 (VDI WR-6.5) بدون لنز متمرکزکننده استفاده کردیم تا از تغییر شکل پرتو بسل (با ارسال آن از طریق یک لنز) قبل از اندازه‌گیری توان جلوگیری کنیم. ما بهره این آنتن بوقی را به عنوان تابعی از فرکانس اندازه‌گیری کردیم و دریافتیم که برای فرکانس‌های ۱۲۰ گیگاهرتز، ۱۴۰ گیگاهرتز و ۱۶۰ گیگاهرتز به ترتیب ۲۱.۵، ۲۰ و ۲۱.۵ است. هنگام مقایسه نتایج پرتوهای گاوسی و بسل، از یک ضریب تصحیح وابسته به فرکانس و فاصله برای در نظر گرفتن تغییر در بهره مؤثر بین آنتن‌های بوقی (VDI) و آنتن‌های بوقی+لنز (Antenal) استفاده می‌کنیم.

این ضریب جبران، اختلاف وابسته به فاصله در بهره بین آنتن شیپوری VDI که در ناحیه میدان دور خود عمل می‌کند و آنتن شیپوری آنترال + لنز که پاسخ وابسته به فاصله میدان نزدیک نشان داده شده در شکل 1 را دارد، در نظر می‌گیرد. بنابراین، داده‌های دریافتی ارائه شده در شکل 6 بر اساس پاسخ فرکانسی فرستنده جلویی و همچنین اختلاف وابسته به فرکانس و فاصله در بهره بین آنتن شیپوری VDI و آنتن شیپوری آنترال + لنز تنظیم می‌شوند. در همین حال، داده‌های "بدون اتلاف جذب" برای جبران اتلاف جذب ایجاد شده توسط اکسیکون بیشتر تنظیم شده‌اند. جزئیات بیشتر در مورد این فرآیند جبران را در زیربخش تولید و دریافت پرتو بسل زیر تراهرتز در زیر ارائه می‌دهیم.

جاروی خطی

در میدان نزدیک زیر تراهرتز، مجموعه‌ای از اندازه‌گیری‌ها در فواصل جداسازی مختلف جمع‌آوری شده است. برای دستیابی به بیشترین دقت، از یک اسلاید موقعیتیابی خطی قابل برنامه‌ریزی (شکل a7 را ببینید) که در آزمایشگاه رادیویی AFRL ایالات متحده در رم، نیویورک، ایالات متحده موجود است، استفاده کردیم. این دستگاه دارای برد خطی 95 سانتی‌متر و وضوح 1 میلی‌متر است. اسلاید خطی توسط یک برد آردوینو کنترل می‌شد که از طریق کابل به رایانه‌ای که کد MATLAB را اجرا می‌کرد، متصل بود تا آزمایش را هماهنگ کرده و داده‌های اندازه‌گیری شده را ذخیره کند.

ما با نصب فرستنده زیر تراهرتز بر روی این اسلاید موقعیتیابی و گیرنده زیر تراهرتز (آنتن متصل به توان‌سنج) بر روی یک سه‌پایه، همانطور که در شکل a7 نشان داده شده است، شروع کردیم. سپس، فرستنده و گیرنده به صورت دستی برای تمام فواصل شروع توضیحی (0.55 متر، 3.5 متر و 6 متر) در میدان نزدیک زیر تراهرتز هم‌تراز شدند. این فرآیند شامل تنظیم زاویه سیستم موقعیتیابی خطی با مبدل بالا و موقعیت سه‌پایه نگهدارنده توان‌سنج به گونه‌ای بود که حداکثر توان توسط توان‌سنج در سمت گیرنده مشاهده شود.

meter at the receiver side. We then did a few preliminary sweeps prior to each actual measurement to ensure that the system remained aligned as the transmitter moved along the track.

For the actual measurement results reported above, we: (i) sequentially sent sinusoidal signals at each sub-THz RF frequency; (ii) recorded the power observed in each case (each of the frequencies and each distance); and then moved the transmitter antenna forward by 1 mm, thus decreasing the separation distance between the transmitter and the receiver antennas. Following this procedure, three distance ranges were measured with 1 mm spatial resolution: (i) from 0.05 m to 0.55 m; (ii) from 3 m to 3.5 m; and (iii) from 6 m to 6.5 m, as illustrated in Figs. 1, 2, 3, 4 and 6a in the Results section above.

Angular sweep

In addition to the distance-dependent behavior, in this work, we also explored how much the radiation pattern of a sub-THz antenna changes between the far field (where the overwhelming majority of antennas are typically characterized today) and the near field (where, as detailed in the Introduction, many prospective sub-THz communication and sensing use cases will operate in practice in 4G and beyond networks in future).

The angular sweep experiments were conducted by placing the transmitter and the receiver (power meter) on two dual-axis programmable computer-controlled rotary tables (IntelLiDrives), as illustrated in Fig. 7b. These tables use a worm gear drive design combined with stepper motors to enable precise angular positioning down to 0.0005 degrees. On both the transmitter and the receiver sides, the rotary table orientation (and thus the antenna orientation as well) was controlled by a computer running the experiment. For this purpose, both transmitter and receiver rotary table stepper motors were connected to a laptop via a Recommended Standard 232 (RS-232) to Universal Serial Bus (USB) cable. The MATLAB code to run the experiment then utilized an in-house built C++ library to control the rotation tables remotely over the USB interface.

The actual measurements reported in the Results section above (specifically, Figs. 5, 6b,c) started with accurately setting a given separation distance between the transmitter and the receiver sub-THz antennas. Then, the preliminary alignment of the antennas has been done manually by sending the needed rotation commands to both rotary tables involved. Later, a search algorithm was run on both the transmitter and the receiver sides to find the orientation of the transmitter and receiver antennas leading to their best possible alignment. Here, as the measured setup represents a line-of-sight link (no obstacles on the way and no strong reflections), the maximum received power was used as the criterion for the alignment.

Once the alignment configuration was found, a horizontal angular sweep was performed at the transmitter side to rotate the transmitter antenna with steps of 0.1 degrees, while recording the average received power level at the receiver (power meter) for every angular configuration. Thus the measurement involved, (i) sequentially sending sinusoidal signals at each sub-THz frequency of interest, (ii) storing the observed power at each frequency, and (iii) rotating the transmitter 0.1 degrees to the next position. This process was repeated until the entire angular range from -10 degrees to +10 degrees was covered. Finally, the entire set (separation distance verification, alignment, and four angular sweeps, one per frequency) was repeated for another distance between the transmitter and the receiver. As a result, three sub-THz frequencies (120 GHz, 140 GHz, and 160 GHz) have been characterized for each of the four distances, leading to sixteen measurement sets reported in Fig. 5.

Sub-THz Bessel beam generation and reception

As a final stage for both distance sweep and angular sweep measurement parts, a comparison has been performed between the commonly used Gaussian beam (e.g., from a horn antenna or as a result of beamforming with an antenna array) and one of the candidate near-field non-diffracting beams for sub-THz systems—Bessel beam³⁴. Unlike the Gaussian beam wavefront in Fig. 7d which features a bright spot in the center that radially decreases in intensity when spreading, the Bessel beam wavefront (also shown in Fig. 7d) has a tight focus surrounded by concentric rings. Each of these rings carries part of the signal power, and together they enable the non-diffracting and self-healing properties of the Bessel beams³⁴⁻³⁵.

To generate the sub-THz Bessel beam, we utilized a 3D-printed axicon mounted securely to the transmitter antenna (after the lens), as illustrated in Fig. 7c. This axicon is a rotationally symmetric prism acting as a secondary lens for the transmitted signal. The primary design parameters for an axicon are the refractive index of its material, the size of the lens and the incident beam, and the axicon angle, depicted in Fig. 7d. The radius of the incident beam and the axicon angle together dictate the Bessel beam's depth of focus, which is around 30 cm for this experiment. The axicon is created from Polylactic acid, also called PLA, with a maximum and minimum thickness of 1.64 cm and 0.6 cm, respectively, using a commercial 3D printer (Ultimaker 3)³⁶. We measured the absorption coefficient of PLA at 120 GHz, 140 GHz, and 160 GHz to be 1.17 cm^{-1} , 1.08 cm^{-1} , and 1.35 cm^{-1} respectively. The geometry of the axicon is designed to enable gains greater than the losses of the medium as indicated by the presented results.

The major difference in the setup for the Gaussian beam and for Bessel beam transmissions (in both linear and angular sweeps) is the sub-THz antenna used at the receiver side. While Gaussian beam measurements utilized identical sub-THz antennas (horn + lens) at the transmitter and receiver as illustrated in Fig. 7a,b, the measurements with Bessel beams used the same (horn + lens) antenna at the transmitter, but a simple horn antenna (without the lens) at the receiver as shown in Fig. 7c. The rationale for this change is not to corrupt the sub-THz Bessel beam (generated by a sequence of horn, lens, and an additional 3D-printed axicon, as in Fig. 7c) before it reaches the receiver.

Post-processing the results for sub-THz Bessel beam

The "Bessel, No Absorption Loss" results in Fig. 6 demonstrate what the received power would be assuming (i) that the same gain antenna is used at the power meter as in the Gaussian beam case, and (ii) that the Bessel

سپس قبل از هر اندازه گیری واقعی، چند پیمایش اولیه انجام دادیم تا مطمئن شویم که سیستم هنگام حرکت فرستنده در طول مسیر، تراز باقی می ماند.

برای نتایج اندازه گیری واقعی گزارش شده در بالا، ما: (i) به طور متوالی سیگنال های سینوسی را در هر فرکانس RF زیر تراهرتز ارسال کردیم؛ (ii) توان مشاهده شده در هر مورد (هر یک از فرکانس ها و هر فاصله) را ثبت کردیم؛

و سپس آنتن فرستنده را 1 میلی‌متر به جلو حرکت دادیم، در نتیجه فاصله جدایی بین آنتن‌های فرستنده و گیرنده کاهش یافت. با پیروی از این روش، سه محدوده فاصله با وضوح مکانی 1 میلی‌متر اندازه‌گیری شد: (i) از 0.05 متر تا 0.55 متر؛ (ii) از 3 متر تا 3.5 متر؛ و (iii) از 6 متر تا 6.5 متر، همانطور که در شکل‌های 1، 2، 3، 4 و a6 در بخش نتایج بالا نشان داده شده است.

جاروی زاویه ای

علاوه بر رفتار وابسته به فاصله، در این کار، ما همچنین بررسی کردیم که الگوی تابش یک آنتن زیر تراهرتز چقدر بین میدان دور (جایی که اکثریت قریب به اتفاق آنتن‌ها معمولاً امروزه مشخص می‌شوند) و میدان نزدیک (جایی که، همانطور که در مقدمه به تفصیل شرح داده شده است، بسیاری از موارد استفاده از ارتباطات و حسگرهای زیر تراهرتز در آینده در عمل در شبکه‌های G6 و فراتر از آن عمل خواهند کرد) تغییر می‌کند.

آزمایش‌های جابجایی زاویه‌ای با قرار دادن فرستنده و گیرنده (توان سنج) روی دو میز چرخشی قابل برنامه‌ریزی دو محوره (IntelLiDrives) که توسط کامپیوتر کنترل می‌شوند، همانطور که در شکل b7 نشان داده شده است، انجام شد. این میزها از یک طراحی درایو چرخ‌دنده کرمی همراه با موتورهای پله‌ای برای امکان موقعیت‌یابی دقیق زاویه‌ای تا 0.0005 درجه

استفاده می‌کنند. در هر دو طرف فرستنده و گیرنده، جهت‌گیری میز چرخشی (و بنابراین جهت‌گیری آنتن نیز) توسط کامپیوتری که آزمایش را اجرا می‌کرد، کنترل می‌شد. برای این منظور، هر دو موتور پله‌ای میز چرخشی فرستنده و گیرنده از طریق کابل استاندارد توصیه‌شده ۲۳۲ (RS-232) به درگاه سریال جهانی (USB) به یک لپ‌تاپ متصل شدند. سپس کد MATLAB برای اجرای آزمایش از یک کتابخانه ++C داخلی برای کنترل میزهای چرخشی از راه دور از طریق رابط USB استفاده کرد. اندازه‌گیری‌های واقعی گزارش‌شده در بخش نتایج بالا (به‌طور خاص، شکل‌های 5، 6b، c) با تنظیم دقیق فاصله جداسازی معین بین آنتن‌های فرستنده و گیرنده زیر تراز آنتن آغاز شد. سپس، هم‌ترازی اولیه آنتن‌ها به‌صورت دستی با ارسال دستورات چرخش مورد نیاز به هر دو میز چرخشی مربوطه انجام شد. بعداً، یک الگوریتم جستجو در هر دو طرف فرستنده و گیرنده اجرا شد تا جهت‌گیری آنتن‌های فرستنده و گیرنده که منجر به بهترین هم‌ترازی ممکن آنها می‌شود، پیدا شود. در اینجا، از آنجایی که تنظیمات اندازه‌گیری‌شده نشان‌دهنده یک لینک خط دید (بدون مانع در مسیر و بدون بازتاب‌های قوی) است، حداکثر توان دریافتی به‌عنوان معیار هم‌ترازی استفاده شد.

پس از یافتن پیکربندی هم‌ترازی، یک جابجایی زاویه‌ای افقی در سمت فرستنده انجام شد تا آنتن فرستنده با گام‌های 0.1 درجه بچرخد، در حالی که میانگین سطح توان دریافتی در گیرنده (توان سنج) برای هر

پیکربندی زاویه‌ای ثبت می‌شد. بنابراین اندازه‌گیری شامل موارد زیر بود:

(i) ارسال متوالی سیگنال‌های سینوسی در هر فرکانس زیر تراهرتز مورد نظر، (ii) ذخیره توان مشاهده شده در هر فرکانس، و (iii) چرخاندن فرستنده 0.1 درجه به موقعیت بعدی. این فرآیند تا زمانی که کل محدوده زاویه‌ای از -10 درجه تا +10 درجه پوشش داده شود، تکرار شد. در نهایت، کل مجموعه (تأیید فاصله جدایی، هم‌ترازی و چهار جابجایی زاویه‌ای، یکی برای هر فرکانس) برای فاصله دیگری بین فرستنده و گیرنده تکرار شد. در نتیجه، سه فرکانس زیر تراهرتز (120 گیگاهرتز، 140 گیگاهرتز و 160 گیگاهرتز) برای هر یک از چهار فاصله مشخص شده‌اند که منجر به شانزده مجموعه اندازه‌گیری گزارش شده در شکل 5 شده است.

تولید و دریافت پرتو بسل زیر تراهرتز

به عنوان مرحله نهایی برای هر دو بخش اندازه‌گیری جاروب فاصله و جاروب زاویه‌ای، مقایسه‌ای بین پرتو گاوسی رایج (مثلاً از یک آنتن بوقی یا در نتیجه شکل‌دهی پرتو با یک آرایه آنتن) و یکی از پرتوهای غیرپراشنده میدان نزدیک کاندید برای سیستم‌های زیر تراهرتز - پرتو بسل ۱۵ - انجام شده است.

برخلاف جبهه موج پرتو گاوسی در شکل d۷ که دارای یک نقطه روشن در مرکز است که هنگام پخش شدن به صورت شعاعی شدت آن کاهش می‌یابد، جبهه موج پرتو بسل (که در شکل d۷ نیز نشان داده شده است) دارای کانونی فشرده است که توسط حلقه‌های متحدالمرکز احاطه شده است. هر یک از این حلقه‌ها بخشی از توان سیگنال را حمل می‌کنند و در کنار هم، خواص غیرپراشده و خودترمیمی پرتوهای بسل را ممکن می‌سازند. ۲۳-۲۵ برای تولید پرتو بسل زیر تراهرتز، از یک اکسیکون چاپ سه‌بعدی استفاده کردیم که به طور ایمن به آنتن فرستنده (بعد از لنز) نصب شده بود، همانطور که در شکل c7 نشان داده شده است.

این اکسیکون یک منشور با تقارن چرخشی است که به عنوان یک لنز ثانویه برای سیگنال ارسالی عمل می‌کند. پارامترهای اصلی طراحی برای یک اکسیکون عبارتند از ضریب شکست ماده آن، اندازه لنز و پرتو فرودی و زاویه اکسیکون که در شکل d7 نشان داده شده است. شعاع پرتو فرودی و زاویه اکسیکون با هم عمق فوکوس پرتو بسل را تعیین می‌کنند که برای این آزمایش حدود 30 سانتی‌متر است. اکسیکون از اسید پلی‌لاکتیک، که PLA نیز نامیده می‌شود، با حداکثر و حداقل ضخامت به ترتیب 1.64 سانتی‌متر و 0.6 سانتی‌متر، با استفاده از یک چاپگر سه‌بعدی تجاری 25 (Ultimaker 3) ساخته شده است. ما ضریب جذب PLA را در فرکانس‌های ۱۲۰ گیگاهرتز، ۱۴۰ گیگاهرتز و ۱۶۰ گیگاهرتز به ترتیب ۱.۱۷، ۱.۰۸ و ۱.۳۵ سانتی‌متر بر اینچ مربع، ۱.۰۸ و ۱.۳۵ سانتی‌متر بر اینچ مربع و ۱.۳۵

سانتی متر بر اینچ مربع اندازه گیری کردیم. هندسه اکسیکون به گونه ای طراحی شده است که همانطور که در نتایج ارائه شده نشان داده شده است، افزایش بهره بیشتر از کاهش بهره در محیط باشد. تفاوت عمده در تنظیمات مربوط به پرتو گاوسی و انتقال پرتو بسل (در هر دو حالت خطی و زاویه ای) آنتن زیر تراهرتز مورد استفاده در سمت گیرنده است. در حالی که اندازه گیری های پرتو گاوسی از آنتن های زیر تراهرتز یکسان (شاخک + لنز) در فرستنده و گیرنده استفاده می کردند، همانطور که در شکل a7 و b نشان داده شده است، اندازه گیری ها با پرتوهای بسل از همان آنتن (شاخک + لنز) در فرستنده استفاده کردند، اما یک آنتن شاخک ساده (بدون لنز) در گیرنده همانطور که در شکل c7 نشان داده شده است. منطق این تغییر، خراب نشدن پرتو بسل زیر تراهرتز (تولید شده توسط توالی شاخک، لنز و یک اکسیکون چاپ سه بعدی اضافی، همانطور که در شکل c7 نشان داده شده است) قبل از رسیدن به گیرنده است.

Post-processing the results for sub-THz Bessel beam

The “Bessel, No Absorption Loss” results in Fig. 6 demonstrate what the received power would be assuming (i) that the same gain antenna is used at the power meter as in the Gaussian beam case, and (ii) that the Bessel

beam is generated without any loss due to the material of the axicon. This additional set of curves is introduced to account for the fact that sub-THz Bessel beams can be generated using various methods that would not all have identical losses^{63,64}. Hence, we complement the results achieved in our given measurement study with the results achievable in a similar setup but featuring a zero-loss generation of sub-THz Bessel beams, which serves as an upper bound for the sub-THz Bessel beam performance in the considered scenario.

To determine the received power curves in Fig. 6a, the following expressions are used. The “Bessel, No Absorption Loss” values are given by

$$P_{rx, Lossless}(f, d) = P_{rx, measured}(f, d) + G_{NF, Antenal}(f, d) - G_{VDI}(f) + L_{axicon}(f, d), \quad (2/)$$

پس پردازش نتایج برای پرتو بسل زیر تراهرتز

نتایج «بسل، بدون اتلاف جذب» در شکل 6 نشان می‌دهد که توان دریافتی با فرض (i) استفاده از آنتن بهره مشابه در دستگاه توان سنج مانند مورد پرتو گاوسی، و (ii) تولید پرتو بسل بدون هیچ اتلافی به دلیل جنس اکسیکون، چگونه خواهد بود. این مجموعه منحنی‌های اضافی برای در نظر گرفتن این واقعیت معرفی شده‌اند که پرتوهای بسل زیر تراهرتز را می‌توان با استفاده از روش‌های مختلفی تولید کرد که همگی «اتلاف یکسانی» ندارند 63، 64. از این رو، ما نتایج به دست آمده در مطالعه اندازه‌گیری داده شده خود را با نتایج قابل دستیابی در یک چیدمان مشابه اما با تولید پرتوهای بسل زیر تراهرتز بدون اتلاف، که «به عنوان حد بالایی برای عملکرد پرتو بسل زیر تراهرتز در سناریوی مورد نظر عمل می‌کند»، تکمیل می‌کنیم. برای تعیین منحنی‌های توان دریافتی در شکل 6a، از عبارات زیر استفاده می‌شود. مقادیر «بسل، بدون اتلاف جذب» توسط

while the “Bessel” data, accounting for the difference in receiver antenna, is calculated according to

$$P_{rx}(f, d) = P_{rx, measured}(f, d) + G_{NF, Anteral}(f, d) - G_{VDI}(f). \quad (3)$$

$P_{rx, measured}(f, d)$ is the received power as a function of frequency and distance, $G_{NF, Anteral}(f, d)$ and $G_{VDI}(f)$ are the near-field gain of the Anteral antenna and far-field gain of the VDI antenna respectively, and $L_{axicon}(f, d)$ is the absorption loss of the axicon. $G_{NF, Anteral}(f, d)$ is given by:

$$G_{NF, Anteral}(f, d) = \frac{P_{rx, Gaussian}(f, d) - P_{rx, FSPL}(f, d) + 2G_{FF, Anteral}(f)}{2}, \quad (4)$$

در حالی که داده‌های «بسل»، با در نظر گرفتن تفاوت در آنتن گیرنده، طبق رابطه زیر محاسبه می‌شوند:

where $P_{rx,Gaussian}(f, d)$ is the measured power using both Anteral antennas, $P_{rx,FSPL}(f, d)$ is the anticipated power according to FSPL (both shown in Fig. 1), and $G_{FF,Anteral}(f)$ is the far-field gain of the Anteral antennas. Using knowledge of the geometry and the refractive index of the axicon⁶⁵, $L_{axicon}(f, d)$, the absorption loss introduced by the axicon material as a function of distance, is calculated:

$$L_{axicon}(f, d) = e^{\beta(f)(0.006 + |w_0 - r_a(d)| \tan(\alpha))}. \quad (5)$$

که در آن $P_{rx,Gaussian} f, d$ توان اندازه‌گیری شده با استفاده از هر دو آنتن آنترال، $P_{rx,FSPL} f, d$ توان پیش‌بینی شده طبق FSPL (هر دو در شکل 1 نشان داده شده‌اند) و $G_{FF,Anteral}(f)$ بهره میدان دور آنتن‌های آنترال است. با استفاده از دانش هندسه و ضریب شکست اکسیکون⁶⁵، $L_{axicon} f, d$ ، تلفات جذب ایجاد شده توسط ماده اکسیکون به عنوان تابعی از فاصله، محاسبه می‌شود:

As stated in Table 1, $0.006m$ is the minimum thickness of the axicon. In other words, the entirety of the beam travels through $0.006m$ of material before any other delay and phase shift is introduced. β is the frequency-dependent absorption loss of PLA, w_0 is the radius of the axicon illuminated by the Anteral antenna, α is the axicon angle, and $r_a(d)$ is given by:

$$r_a(d) = \min\left(\frac{d - w_0 \tan(\alpha)}{\frac{1}{\tan(\alpha)} - \tan(\alpha)}, w_0\right). \quad (6)$$

همانطور که در جدول 1 آمده است، 0.006 متر حداقل ضخامت اکسیکون است. به عبارت دیگر، کل پرتو قبل از هرگونه تأخیر و تغییر فاز، از 0.006 متر ماده عبور می‌کند. β اتلاف جذب وابسته به فرکانس PLA،

w_0 شعاع اکسیکون روشن شده توسط آنتن آنترال، α زاویه اکسیکون و $ra(d)$ به صورت زیر داده می‌شود:

Hence, these additional “Bessel, No Absorption Loss” results complement the measurement data in Fig. 6, covering a more general case. Specifically, these additional curves characterize the estimated behavior of sub-THz Bessel beams if they get generated by a lossless approach not involving any axicons^{63,64}.

Data availability

All data can be made available to readers upon reasonable request to the corresponding author.

Received: 1 March 2024; Accepted: 16 August 2024

Published online: 24 August 2024

در شکل 6 را تکمیل می‌کنند و یک مورد کلی‌تر را پوشش می‌دهند. به طور خاص، این منحنی‌های اضافی، رفتار تخمینی پرتوهای بسل زیر تراهرتز را در صورتی که با یک رویکرد بدون اتلاف و بدون هیچ اکسیکونی تولید شوند، مشخص می‌کنند^{63,64}.

در دسترس بودن داده‌ها

تمام داده‌ها بنا به درخواست منطقی نویسنده مسئول، در اختیار خوانندگان قرار خواهد گرفت.

تاریخ دریافت: ۱ مارس ۲۰۲۴؛ تاریخ پذیرش: ۱۶ آگوست ۲۰۲۴